Я. С. Кублановский

Схемы на четырехслойных полупроводниковых приборах



·ЭНЕРГИЯ·

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 789

Я. С. КУБЛАНОВСКИЙ

СХЕМЫ НА ЧЕТЫРЕХСЛОЙНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ,
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ



«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1971

6Ф2.13
К 88
УДК 621.382

Кублановский Я. С.

К 88 Схемы на четырехслойных полупроводниковых приборах. М., «Энергия», 1971.

48 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 789).

Изд. 2-е.

Рассматриваются принципы действия и характеристики полупроводниковых приборов с четырехслойной *p-n-p-n* структурой, показаны способы и возможности их применения в схемах различных устройств (импульсные генераторы, триггеры, переключатели, реле времени, инверторы и др.). Рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

3-4-5
301-71

6Ф2.13

Кублановский Яков Соломонович

Схемы на четырехслойных полупроводниковых приборах

Редактор И. И. Дзюбин

Редактор издательства А. П. Алешкин

Обложка художника А. М. Кувшинникова

Технический редактор Г. Е. Ларионов

Корректор Е. В. Житомирская

Сдано в набор 6/VII 1971 г. Подписано к печати 10/XI 1971 г. Т-16852
Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 3
Усл. печ. л. 2,52 Уч.-изд. л. 3,37
Тираж 40 000 экз. Цена 14 коп. Зак. 272

Издательство „Энергия". Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

В последние годы все более широкое распространение получают полупроводниковые приборы с четырехслойной *p-n-p-n* структурой, впервые появившиеся в 1956—1957 г. Параметры таких приборов имеют ярко выраженный «ключевой» характер. Они обладают очень большим (сотни и более килоомов) сопротивлением в запертом и весьма малым (десятые доли ома) в отпертом состоянии. В электрических устройствах *p-n-p-n* приборы действуют как полупроводниковые нормально разомкнутые ключи с односторонней проводимостью, которые могут быть замкнуты при подаче соответствующего сигнала. Управляющий сигнал необходимо подавать только на время переключения, а для сохранения запертого или отпертого состояния прибора внешнего сигнала не требуется. Таким образом, полупроводниковые приборы с четырехслойной структурой обладают замечательным свойством «запоминать» заданное им электрическое состояние. Эти свойства, а также высокая эксплуатационная надежность, большой срок службы, малые размеры, высокий к. п. д., способность с большой скоростью коммутировать значительные импульсные мощности позволяют четырехслойным полупроводниковым приборам с успехом конкурировать с тиратронами, мощными транзисторами, электромеханическими реле. Действительно, в течение последних лет четырехслойные полупроводниковые приборы стали использоваться в таких устройствах, где, казалось, еще долго будут господствовать тиратроны и транзисторы. Это — различные импульсные генераторы, реле времени, инверторы, регуляторы напряжений, мощные переключатели и т. д.

Успешное и эффективное использование полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой возможно только в тех случаях, когда радиолюбитель знает не только паспортные данные приборов, но и понимает физические принципы действия приборов, влияние на их работу различных факторов, а также отчетливо представляет принципы построения схем с этими приборами.

В этой брошюре рассматриваются принципы работы и характеристики четырехслойных полупроводниковых приборов с четырехслойной *p-n-p-n* структурой, показаны способы и возможности их применения в схемах различных устройств (импульсные генераторы, триггеры, переключатели, реле времени, счетчики импульсов, инверторы и др.), приводятся рекомендации по выбору элементов схем. Приведенные схемы не являются обязательными или окончательными для каждого случая. Можно надеяться, что при необходимости они послужат читателю исходным материалом для разработки на их основе собственных схем конкретных устройств.

УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ЧЕТЫРЕХСЛОЙНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Полупроводниковые приборы с четырехслойной структурой *p-n-p-n* представляют собой один из видов многочисленного семейства полупроводниковых приборов, проводящие и запирающие свойства которых определяются наличием в толще полупроводниковой пластины смежных слоев с различными типами проводимости. Такой прибор состоит из чередующихся слоев проводимостей *p* и *n* типов и имеет три *p-n* перехода (рис. 1,*а*). Две крайние области (*p* и *n*), а в некоторых приборах, кроме того, и средняя область *p* имеют выводы (*А*, *К*, *У*), на которые подаются внешние напряжения.

Крайнюю область *p*, к которой подключается положительный полюс источника *U*, в дальнейшем мы будем называть анодом *А*, крайнюю область *n*, к которой подключен отрицательный полюс источника, — катодом *К*, а вывод от средней области *p*—управляющим электродом *У*. Естественно, что для полупроводникового прибора с четырехслойной структурой такие определения носят условный характер, однако они получили широкое распространение и ими удобно пользоваться при описании схем с этими приборами.

Четырехслойный полупроводниковый прибор может быть моделирован комбинацией двух транзисторов: T_1 (*p-n-p*) и T_2 (*n-p-n*) с объединенными коллекторными переходами (переход J_2), при этом база и коллектор транзистора T_1 соединяются соответственно с коллектором и базой транзистора T_2, образуя цепь внутренней положительной обратной связи (рис. 1, *б*, *в*). Действительно, из рис. 1,*в* видно, что коллекторный ток транзистора T_1 одновременно является базовым током, отпирающим транзистор T_2, а коллекторный ток последнего— базовым током, отпирающим транзистор T_1.

Если на анод *А* и катод *К* четырехслойного полупроводникового прибора подать небольшое напряжение *U* (полярность его показана на рис. 1,*а*), то оба эмиттерных перехода J_1 и J_3 составляющих транзисторов будут смещены в прямом, а общий коллекторный переход J_2 — в обратном направлениях. Напряжение источника *U* практически окажется приложенным к переходу J_2.

Обозначим через α_1 и α_2 коэффициенты передачи токов эмиттеров транзисторов T_1 и T_2. Ток I_{J2}, протекающий через переход J_2, складывается из коллекторных токов обоих транзисторов и небольшого тока утечки этого перехода, т. е.

$$I_{J2}=\alpha_1 I_{э1}+\alpha_2 I_{э2}+I_{к0},$$

где $I_{э1}$ и $I_{э2}$ — эмиттерные токи транзисторов T_1 и T_2;

$I_{к0}$ — ток перехода J_2, смещенного в обратном направлении (ток утечки).

Очевидно, что токи $I_{э1}$, $I_{э2}$, I_{J2} должны быть одинаковы во внешней цепи I, т. е.

$$I_{J2}=I_{э1}=I_{э2}=I,$$

поэтому

$$I=\frac{I_{к0}}{1-(\alpha_1+\alpha_2)}.$$

Из этого выражения видно, что ток I зависит от значения коэффициентов α_1 и α_2 и резко возрастает, когда сумма $\alpha_1+\alpha_2$ приближается к единице. Пока напряжение U между выводами A и K невелико, коэффициенты α_1 и α_2 значительно меньше единицы и ток

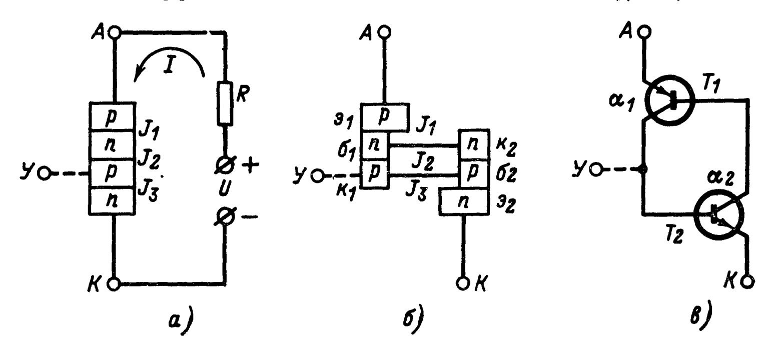


Рис. 1. Схематическое устройство четырехслойного полупроводникового прибора (*а*) и представление его в виде двухтранзисторной схемы (*б*, *в*).

I мал ($I\approx I_{к0}$). Оба транзистора находятся в выключенном состоянии, и сопротивление между выводами A и K, которое в этом случае определяется сопротивлением обратно смещенного перехода J_2, будет большое (сотни килоомов). Это соответствует запертому состоянию четырехслойного полупроводникового прибора, которое иногда называют состоянием низкой проводимости (высокого сопротивления). Существуют два способа увеличения коэффициентов α. Известно, что коэффициент передачи тока эмиттера плоскостного транзистора возрастает по мере увеличения напряжения между коллектором и эмиттером. Поэтому если увеличивать напряжение U, то коэффициенты α_1 и α_2, а следовательно, и ток I, будут возрастать. При некотором значении напряжения $U=U_{вкл}$, где $U_{вкл}$ — напряжение включения (переключения), один из транзисторов, например T_1, начнет переходить в режим насыщения. Коллекторный ток этого транзистора, протекая в цепи базы второго транзистора T_2, отопрет последний, что в свою очередь вызовет появление тока в цепи базы транзистора T_1. Коллекторные токи обоих транзисторов лавинно нарастают, коэффициенты α_1 и α_2 резко увеличиваются, и оба транзистора переходят в режим насыщения. Сопротивление между выводами A и K снижается до нескольких долей ома. При этом $\alpha_1+\alpha_2\approx 1$, и ток I ограничивается лишь сопротивлением внешней цепи. Это соответствует отпертому состоянию четырехслойного полупроводникового прибора, которое иногда называют состоянием высокой проводимости (низкого сопротивления). Время переключения не пре-

вышает нескольких микросекунд. Падение напряжения на отпертом приборе — около двух вольт, что примерно равно падению напряжения на обычном кремниевом диоде, смещенном в прямом направлении.

Второй способ увеличения коэффициентов α_1 и α_2 основан на том, что в кремниевых транзисторах коэффициент α в сильной степени зависит от тока эмиттера и быстро возрастает при увеличении этого тока. Поэтому четырехслойный полупроводниковый прибор можно перевести в проводящее состояние, если пропустить ток в цепи базы одного из транзисторов. Обычно в четырехслойном полупроводниковом приборе вывод делают от средней области *p* (база транзистора T_2). В этом случае для переключения четырехслойного полупроводникового прибора через цепь база — эмиттер транзистора T_2 необходимо пропустить ток положительной полярности.

В отпертом состоянии все три *p-n* перехода четырехслойного полупроводникового прибора смещаются в прямом направлении, т. е. составляющие транзисторы (T_1 и T_2) находятся в режиме насыщения. Известно, что обычный транзистор не может находиться в режиме насыщения, если прекратится ток базы. В четырехслойной полупроводниковой структуре благодаря действию положительной обратной связи составляющие транзисторы (T_1 и T_2) остаются в режиме насыщения, даже если внешний отпирающий ток в цепи базы транзистора T_2 станет равным нулю. Отпертый четырехслойный полупроводниковый прибор можно запереть, если прервать или значительно уменьшить проходящий через него ток.

Промышленностью выпускаются приборы как с двумя, так и с тремя выводами, поэтому оба рассмотренных способа увеличения коэффициентов α используются для отпирания четырехслойных полупроводниковых приборов.

Четырехслойные полупроводниковые приборы * с двумя выводами называются динисторами (сокращенно *Д*), а с тремя выводами — тиристорами (сокращенно *Т*). Условное изображение четырехслойных полупроводниковых приборов показано на рис. 2,*а*.

Четырехслойные полупроводниковые приборы (динисторы и тиристоры) изготовляются из кремния, что обусловлено, во-первых, сильной зависимостью в кремниевой структуре коэффициентов α от протекающего тока, во-вторых, возможностью получить *p-n* переходы на более высокие пробивные напряжения по сравнению с германиевыми структурами и, в-третьих, более высокой допустимой рабочей температурой.

Каждый полупроводниковый прибор монтируется в герметичном металлическом корпусе, предохраняющем его от внешних воздействий и обеспечивающем необходимый теплоотвод при работе. В приборах, рассчитанных на номинальные средние токи более 0,3—0,4 *а*, анодный вывод обычно выполняется в виде болта, соединенного с корпусом. Внешний вид некоторых типов динисторов и тиристо-

---

* С 1 января 1971 г. введен новый ГОСТ 15133-69, по которому переключающие полупроводниковые приборы с тремя и более *p-n* переходами именуются тиристорами. Приборы, имеющие два вывода, называются динисторами (диодными тиристорами), а приборы с тремя выводами — тринисторами (триодными тиристорами).

ров малой и средней мощности отечественного производства показан на рис. 2,*б*.

В соответствии с ГОСТ 10862-64 четырехслойным полупроводниковым приборам присваиваются обозначения, состоящие из четырех элементов.

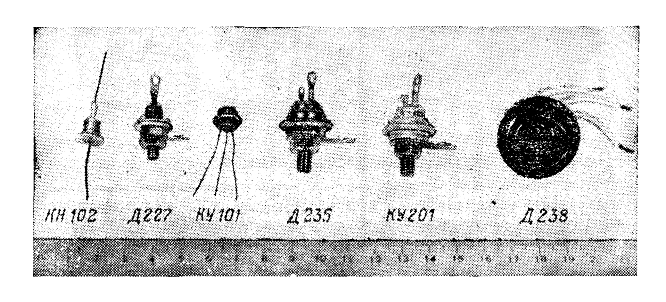
Первый элемент обозначения — буква К (или цифра 2) указывает, что исходным материалом является кремний.

А А
Д Т
У
К К

а)

Второй элемент обозначения — буква, указывающая класс приборов: Н — динисторы, У — тиристоры.

Третий элемент обозначения—трехзначное число, указывающее порядковый номер разработки и электрические свойства прибора. Для динисторов и тиристоров малой мощности установлены номера от 101 до 199, средней мощности — от 201 до 299 и большой мощности — 301 до 399.



б)

Рис. 2. Условное изображение динистора и тиристора (*а*) и общий вид динисторов (КН102, Д227) и тиристоров (КУ101, Д235, КУ201, Д238) отечественного производства (*б*).

Четвертый элемент обозначения — буква, указывающая разновидность типа из данной группы приборов.

Примеры обозначения: КН102А — динистор малой мощности, КУ201Д — тиристор средней мощности. В практике могут также встречаться старые приборы, имеющие обозначения: динисторы Д227, Д228, тиристоры — Д235, Д238.

ВОЛЬТ-АМПЕРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЧЕТЫРЕХСЛОЙНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Режим работы четырехслойных полупроводниковых приборов хорошо иллюстрируется их статическими вольт-амперными характеристиками, приведенными на рис. 3. Кривая при токе $I_У=0$ представляет собой вольт-амперную характеристику динистора. Здесь по горизонтальной оси отложено напряжение между его анодом и катодом, а по вертикальной — ток через прибор. Участок характеристики при положительных напряжениях образует прямую ветвь, а при отрицательных — обратную ветвь характеристики.

Прямая ветвь характеристики имеет три характерных участка. Участок I характеристики соответствует запертому состоянию (в прямом направлении) динистора. На этом участке $\alpha_1+\alpha_2\ll 1$, и через динистор протекает небольшой ток утечки $I_{\text{ко}}$, величина которого указывается в паспортных данных прибора для определенного значения прямого напряжения $U_{\text{пр}}$. Повышение прямого напряжения не вызывает существенного увеличения тока, пока не будет достигнуто напряжение (точка *а* характеристики), при котором в четырехслойной структуре наступает лавинообразный процесс нарастания тока ($\alpha_1+\alpha_2\approx 1$), и динистор переключается в отпертое состояние. Прямое напряжение, соответствующее точке *а* характеристики, назы-

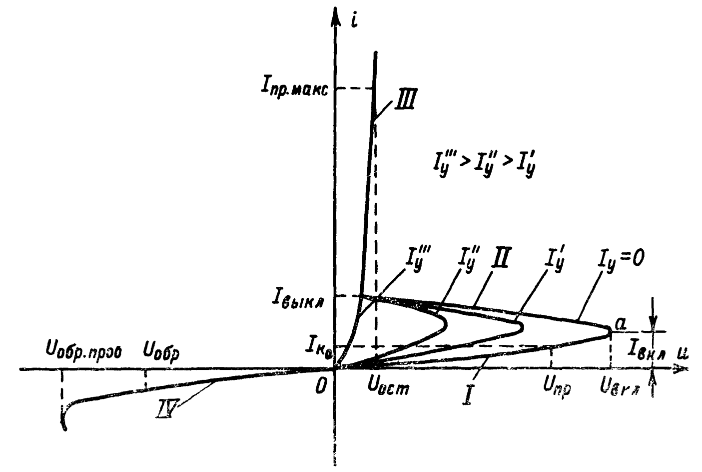


Рис. 3. Статические вольт-амперные характеристики четырехслойных полупроводниковых приборов.

вается напряжением включения (переключения) $U_{\text{вкл}}$, а прямой ток, протекающий при этом через динистор, — током включения $I_{\text{вкл}}$.

После переключения рабочая точка быстро перемещается на участок III характеристики, определяющий отпертое состояние прибора (здесь $\alpha_1+\alpha_2\approx 1$), и величину прямого тока $i_{\text{пр}}$ определяет только сопротивление внешней цепи. Чтобы поддерживать динистор в этом состоянии, через него должен проходить ток больше некоторого минимального тока, называемого током выключения $I_{\text{выкл}}$. Падение напряжения (остаточное напряжение) $U_{\text{ост}}$ на отпертом динисторе при наибольшем допустимом прямом токе $I_{\text{пр.макс}}$ обычно не превышает 1,5—2 *в*. Если затем прямой ток уменьшить до величины $i_{\text{пр}}<I_{\text{выкл}}$, то динистор вновь запрется. Таким образом, участки I и III характеристики определяют устойчивое состояние динистора, участок II — неустойчивое. Иными словами, при определенных напряжениях и токах рабочая точка может принципиально сколь угодно долгое время находиться на участке I или III, а статическое состояние прибора, при котором бы рабочая точка располагалась на участке II, невозможно.

Если на прибор подать напряжение обратной полярности, то оба крайних перехода четырехслойной полупроводниковой структуры смещаются в обратном, а средний переход — в прямом направлении, и обратный ток $I_{обр}$ будет очень мал (участок *IV* характеристики). Когда это напряжение станет равным обратному пробивному напряжению $U_{обр\,проб}$ или превысит его, то наступит пробой, который, если активное сопротивление внешней цепи мало, приведет к разрушению прибора. Поэтому подавать на такие приборы даже на короткое время напряжение, близкое к $U_{обр.проб}$, недопустимо. Максимально допустимое обратное напряжение $U_{обр}$ указывается в паспортных данных прибора.

Рассмотрим семейство статических вольт-амперных характеристик тиристора при различных токах $I_у$ в цепи управляющего электрода. При увеличении управляющего тока участок *I* характеристики укорачивается и напряжение включения понижается. При достаточно больших токах управления, например при токе $I'''_у$, вольт-амперная характеристика тиристора «спрямляется» и становится подобной прямой ветви характеристики обычного кремниевого диода. Соответствующее значение управляющего тока называют **током спрямления** $I'''_у = I_{у.сп}$.

Физически это означает, что при токе управления $I_у \geqslant I_{у.сп}$ средний переход полупроводниковой четырехслойной структуры тиристора всегда оказывается в режиме насыщения.

Управляющий электрод тиристора выполняет роль своеобразного «поджигающего» электрода (аналогично действию сетки в тиратроне). После отпирания тиристора током управляющего электрода последний теряет свои управляющие свойства, и вновь запереть тиристор можно, как и динистор, только сделав прямой ток ниже величины $I_{выкл}$. Тиристор может включаться импульсами управляющего тока длительностью всего лишь несколько микросекунд.

Способ переключения тиристора током управляющего электрода имеет большие преимущества. Во-первых, он позволяет одинаковым по величине управляющим сигналом переключать тиристор при различных напряжениях источника питания (но не более величины $U_{вкл}$). Во-вторых, этот способ дает возможность коммутировать большие мощности маломощным управляющим сигналом (коэффициент усиления по мощности получается примерно 10^3—10^4).

Важной особенностью четырехслойных полупроводниковых приборов является их способность работать в импульсных режимах с токами $I_{пр\,имп}$, значительно превышающими (в 10—100 раз) предельно допустимый постоянный ток $I_{пр\,макс}$. Это позволяет при помощи таких приборов коммутировать большие импульсные мощности (10—15 *квт* и более).

На параметры вольт-амперных характеристик динисторов и тиристоров некоторое влияние оказывает температура окружающей среды. С увеличением температуры сопротивление приборов в запертом состоянии несколько уменьшается вследствие возрастания тока утечки $I_{к0}$ среднего перехода. Здесь же наблюдается уменьшение напряжения переключения и тока включения, тока выключения, остаточного и обратного пробивного напряжений. Значение минимального тока управления, необходимого для отпирания тиристора, с увеличением температуры также уменьшается. При отрицательных температурах отклонения указанных параметров имеют обратный характер.

СПОСОБЫ ОТПИРАНИЯ И ЗАПИРАНИЯ ДИНИСТОРОВ И ТИРИСТОРОВ

В большинстве устройств четырехслойные полупроводниковые приборы фактически выполняют функции двухпозиционных переключателей, которые характеризуются большим сопротивлением в запертом и малым в отпертом состояниях.

Основные требования, предъявляемые к приборам в таких устройствах, заключаются в надежности сохранения запертого или отпертого состояния и быстром переходе из одного состояния в другое при подаче переключающих сигналов.

В тех устройствах, где время коммутации не имеет решающего значения, управление четырехслойными полупроводниковыми приборами осуществляется тумблерами, кнопками, реле и т. д. В различных импульсных устройствах переключение приборов производится посредством коммутирующих импульсов с достаточно крутым фронтом.

Прежде чем рассматривать способы отпирания, напомним, что после подачи включающего сигнала четырехслойный полупроводниковый прибор (динистор и тиристор) останется в проводящем состоянии, если прямой ток $I_{пр}$ будет поддерживаться большим, чем ток выключения прибора:

$$I_{пр} > I_{выкл}.$$

Величина тока выключения ограничивает максимальное сопротивление анодной нагрузки, при которой динистор (или тиристор) будет устойчиво работать.

Отпирание динисторов. Для надежного сохранения запертого исходного состояния динистора прямое напряжение (напряжение источника питания U_0) должно быть

$$U_0 \leqslant U_{пр\ макс},$$

где $U_{пр.макс}$ — максимально допустимое прямое напряжение, при котором гарантируется продолжительное пребывание динистора в запертом состоянии

$$\left(U_{пр.макс} \approx \frac{1}{2} U_{вкл}\right).$$

Если запертый динистор подвержен действию наводок, бросков напряжения такой полярности, что прямое напряжение на нем возрастает, то исходное напряжение источника питания U_0 должно выбираться из условия

$$U_0 + U_{пом} \leqslant U_{пр.макс} + U_{пом.доп},$$

где $U_{пом}$ — напряжение помехи, возникающее на динисторе;
$U_{пом.доп}$ — максимально допустимая величина помехи (приводится в справочных данных динистора).

Для переключения динистора из запертого в отпертое состояние необходимо увеличить прямое напряжение так, чтобы оно превысило напряжение включения:

$$U_{пр} \geqslant U_{вкл}.$$

Следует иметь в виду, что напряжение включения $U_{вкл}$ для динисторов одной и той же группы может существенно (в 1,5—2 раза) отличаться от одного образца прибора к другому.

Наиболее часто динисторы используются в устройствах, где их переключение производится импульсами напряжения соответствующей полярности. В связи с этим в справочных данных динисторов (классифицированных в импульсной системе параметров) иногда вместо величины $U_{вкл}$ приводится величина импульсного переключающего (пускового) напряжения $U_{пуск}$, при которой гарантируется выполнение условия

$$U_{пр.макс}+U_{пуск}\geqslant U_{вкл}$$

и, следовательно, надежное отпирание динистора.

Переключение динисторов импульсами с достаточно коротким фронтом значительно повышает стабильность момента отпирания.

Длительность пусковых импульсов $\tau_{пуск}$ обычно должна быть не менее нескольких микросекунд; например, для динисторов типа КН102 $\tau_{пуск}\geqslant 2$ *мксек*.

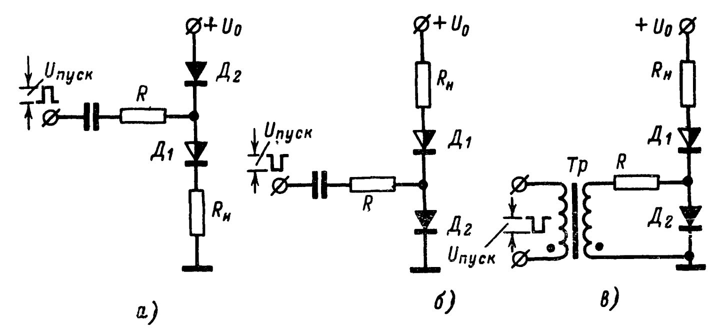


Рис. 4. Способы отпирания динисторов.

а — для включающего импульса положительной полярности; *б* — для включающего импульса отрицательной полярности; *в* — через импульсный трансформатор.

На рис. 4 показано несколько способов отпирания динисторов импульсами напряжения различной полярности. Последовательное включение обычного диода $Д_2$, для которого полярность пускового импульса имеет обратное смещение, увеличивает входное сопротивление устройств. При переключении динистора в проводящее состояние обычный диод не препятствует прохождению тока через нагрузку. Такой диод выбирается по допустимому обратному напряжению в зависимости от амплитуды запускающих импульсов и по максимальному току нагрузки. Для увеличения входного сопротивления и при отпертом динисторе включающий импульс подают через резистор (*R* на рис. 4).

Если амплитуда импульсов $U_{пуск}$ недостаточна для отпирания динистора, то можно использовать схему с повышающим импульсным трансформатором (рис. 4,*в*).

Отпирание тиристоров. Тиристоры, как правило, работают в режиме, при котором соблюдается условие $U_{пр}<U_{вкл}$, и переключаются из непроводящего в проводящее состояние током управляющего электрода $i_у$. Полярность этого тока должна быть положительной по отношению к катоду. Величина включающего тока практически не зависит от прямого напряжения на тиристоре, что по сравнению

с динисторами дает большие преимущества, так как одинаковым по величине управляющим сигналом можно коммутировать напряжение в большом диапазоне.

Управляющий сигнал, отпирающий тиристор, может представлять собой постоянный ток или иметь форму импульсов небольшой длительности с достаточно крутым фронтом, причем во втором случае амплитуду импульсов тока $I_у$ допустимо выбирать значительно большей по сравнению с величиной постоянного тока. Включение тиристора происходит с некоторым запаздыванием относительно фронта импульса управляющего тока. Время включения $\tau_{вкл}$ тиристора, которое указывается в справочных данных, можно разбить на два интервала: время задержки $\tau_з$ (необходимое для накопления в базовой области минимального заряда, достаточного для развития лавинообразного процесса) и время нарастания анодного тока $\tau_н$, т. е. $\tau_{вкл}=\tau_з+\tau_н$. Уровни, по которым принято производить отсчет указанных интервалов, показаны на рис. 5. Обычно величина $\tau_з$ в несколько раз больше $\tau_н$.

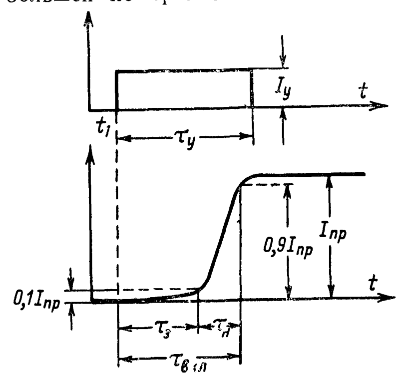


Рис. 5. График, иллюстрирующий процесс отпирания тиристора.

Для надежного отпирания тиристора необходим запускающий импульс тока длительностью $\tau_у>\tau_{вкл}$; при чисто активной нагрузке она составляет величину $\tau_у=(1,5—2,0)\tau_{вкл}$. При увеличении амплитуды тока управления $I_у$ время задержки $\tau_з$ несколько сокращается и, следовательно, длительность запускающего импульса может быть уменьшена. По экспериментальным данным, например, для тиристоров Д235, Д238, КУ201, КУ202 при максимально допустимом импульсном управляющем токе длительность запускающего импульса может быть уменьшена до 3—5 *мксек*.

Некоторые способы отпирания тиристоров показаны на рис. 6. Один из наиболее простых способов, при котором источник анодного питания одновременно используется и для получения необходимого управляющего тока, иллюстрируется схемой на рис. 6,*а*. Тиристор отпирается при кратковременном нажатии кнопки *Кн*, при этом в цепи управляющего электрода тиристора проходит ток величиной U_0/R_1. Сопротивление ограничивающего резистора R_1 выбирается из условия

$$\frac{U_0}{I_{у.мин}}\geqslant R_1\geqslant\frac{U_0}{I_{у.макс}},$$

где $I_{у.мин}$ — минимальный ток управления, отпирающий тиристор; $I_{у.макс}$ — максимально допустимый ток управления.

Примеры импульсного переключения тиристоров приведены на рис. 6, *б, в*. В схеме рис. 6,*б* емкость разделительного конденсатора *С* (если он необходим) должна быть такой, чтобы к концу действия пускового импульса в цепи управляющего электрода поддерживался бы ток $i_у\geqslant I_{у.мин}$. Обычно емкость конденсатора *С* выби-

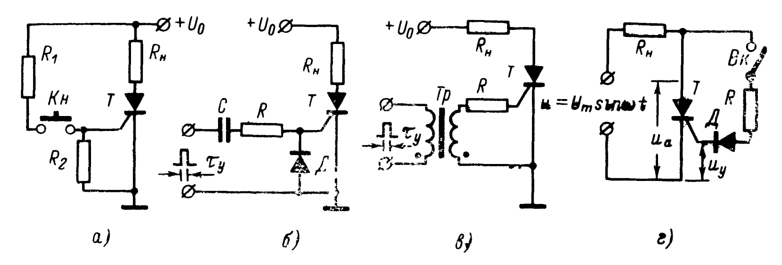


Рис. 6. Способы отпирания тиристоров.

а — от источника постоянного тока; *б*, *в* — импульсным сигналом; *г* — от источника переменного тока.

рается в пределах 0,01—0,05 *мкф*. Диод *Д* предотвращает появление отрицательного импульса на управляющем электроде тиристора при разряде конденсатора *С*. На рис. 6,*в* показан способ отпирания тиристора с помощью понижающего импульсного трансформатора. Для ограничения амплитуды тока $I_у$ до безопасного для тиристора значения в цепь управляющего электрода (при необходимости) следует включать резистор (*R* на рис. 6, *б—г*).

Некоторые способы формирования управляющих импульсов рассмотрены ниже на примерах конкретных схем.

При работе тиристоров в цепях переменного тока необходима, вообще говоря, синхронизация сигнала управления с частотой сети. В простейшей схеме рис. 6,*г*, как и на постоянном токе, для создания необходимого тока управления используется анодный источник. При замкнутом выключателе *Вк* тиристор отпирается в начале каждого положительного полупериода напряжения на аноде в момент, когда мгновенное значение анодного напряжения $u_а$ станет равным:

$$u_а = I_{у\ мин}R + U_у + U_д,$$

где $U_у$ — отпирающее напряжение на управляющем электроде, соответствующее току $I_{у.мин}$;

$U_д$ — падение напряжения на диоде *Д*.

Тиристор остается отпертым в течение всего положительного полупериода. При отпертом тиристоре напряжение на его аноде падает до величины $U_{ост}$, и управляющий ток снижается до незначительной величины (рис. 7,*а*).

Сопротивление ограничивающего резистора *R* выбирается из условия

$$\frac{U_m}{I_{у.мин}} \geqslant R \geqslant \frac{U_m}{I_{у.макс}},$$

где U_m — амплитуда напряжения источника питания.

Диод *Д* защищает цепь управления от обратного напряжения при отрицательных полупериодах напряжения на аноде. Допустимое обратное напряжение этого диода должно быть $U_{д.обр} \geqslant U_m$.

Если во время положительного полупериода напряжения на аноде (в интервале от 0 до 180°) варьировать моментом отпирания тиристора, то ток через прибор и нагрузку будет протекать только в течение какой-то определенной части полупериода (рис. 7,*а*). Так,

при небольшой задержке тиристор может быть отперт в начале положительного полупериода напряжения, при бóльших задержках — в любой точке полупериода и, наконец, в самом его конце. Тем самым можно регулировать средний ток, проходящий в нагрузке, от максимального значения почти до нуля. Такой способ управления получил название **фазового регулирования** (**управления**), поскольку при этом изменяется сдвиг фазы между анодным напряжением и началом протекания прямого тока (рис. 7,*а*). Обычно

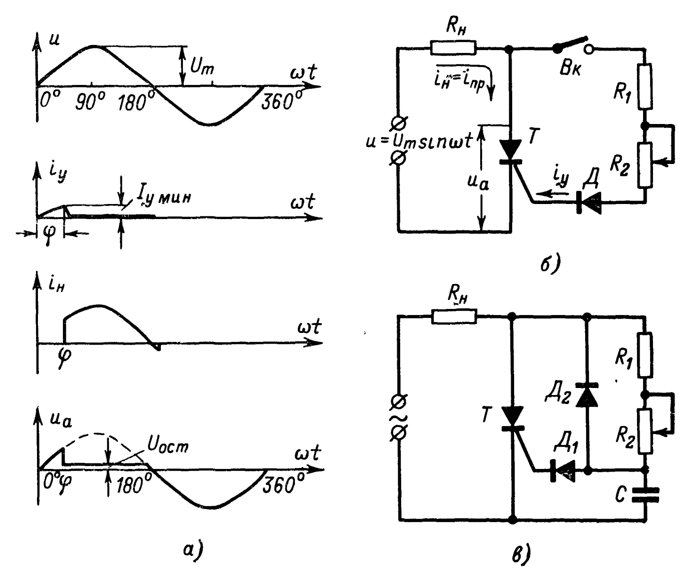


Рис. 7. Схемы устройств фазового регулирования.

а — графики, иллюстрирующие принцип регулирования; *б* — схема с регулированием до 90°; *в* — схема с фазосдвигающей *RC*-цепью.

величина фазового сдвига (угол задержки) φ выражается в градусах или радианах. В реальных устройствах величина φ может регулироваться примерно от 5 до 170°.

Фазовое управление можно осуществить по схеме рис. 6,*г*, если резистор *R* сделать переменным. Такая простейшая схема показана на рис. 7,*б*. Сопротивление резистора R_1 (обычно несколько сотен ом) выбирается так, чтобы при $R_2=0$ тиристор отпирался в начале полупериода. При увеличении сопротивления резистора R_2 тиристор будет отпираться при бóльших углах задержки φ, пока величина $u_а = I_{у\,мин}(R_1+R_2)+U_у+U_д$ не станет равной U_m. Очевидно, что устройство рис. 7,*б* позволяет производить регулирование угла φ примерно от 5 до 90° и уменьшить ток в нагрузке лишь в 2 раза по сравнению с его максимальной величиной.

Более широкие пределы регулирования можно получить, если цепь управления питать напряжением, сдвинутым по фазе относительно анодного напряжения. Это можно достигнуть с помощью простой *RC*-цепи (рис. 7,*в*). Напряжение на управляющий электрод по-

дается с конденсатора C. При отрицательных полупериодах анодного напряжения конденсатор C через диод $Д_2$ заряжается до напряжения $-U_m$, так что при каждом положительном полупериоде конденсатор через резисторы R_1 и R_2 перезаряжается от напряжения $-U_m$ до некоторого положительного напряжения $u_c = U_у + U_{д1}$, достаточного для отпирания тиристора. Пределы регулирования в схеме рис. 7,*в* примерно от 5 до 170°, что позволяет изменять ток в нагрузке от максимального значения почти до нуля.

Схемы, приведенные на рис. 6,*г* и 7, имеют недостаток, заключающийся в том, что работа их зависит от величины отпирающего тока $I_{у\,мин}$, который в свою очередь сильно изменяется при колебаниях температуры. Более стабильны и экономичны устройства, в которых в цепи управления используется комбинация фазосдвигающих элементов RC и дополнительного ключевого прибора (например, динистора). Описание некоторых схем такого типа приводится ниже.

Запирание приборов. Для переключения динисторов и тиристоров из отпертого в запертое состояние необходимо снизить прямой ток $I_{пр}$ до величины, меньшей тока выключения, т. е. перевести прибор в режим, при котором

$$I_{пр} < I_{выкл},$$

(для тиристоров в этом случае управляющий ток должен быть равен нулю).

Запирание приборов осуществляется одним из следующих способов:

1) разрывом анодной цепи;
2) шунтированием прибора;
3) увеличением сопротивления резистора, включенного последовательно с прибором;
4) кратковременной подачей на анод напряжения обратной полярности (запирание с помощью коммутирующего конденсатора).

Перечисленные способы запирания четырехслойных полупроводниковых приборов в устройствах, питающихся от источника постоянного напряжения, показаны на рис. 8. В схеме рис. 8,*а* запирание тиристора происходит при кратковременном разрыве анодной цепи (при нажатии кнопки *Кн*). В схеме рис. 8,*б* тиристор выключается при нажатии шунтирующей кнопки *Кн*, через контакты которой при этом проходит практически весь ток нагрузки. При нажатии кнопки в схеме, приведенной на рис. 8,*в*, последовательно с нагрузкой $R_н$ кратковременно включается резистор R, сопротивление которого выбирается так, чтобы выполнялось условие

$$\frac{U_0}{R + R_н} < I_{выкл}.$$

Четвертый способ запирания иллюстрируется схемой с тиристором на рис. 8,*г*. При отпирании тиристора T начинает заряжаться коммутирующий конденсатор C, и через промежуток времени $t \approx 3RC$ напряжение на этом конденсаторе U_c становится близким к напряжению питания U_0. При нажатии кнопки *Кн* к тиристору оказывается приложенным обратное напряжение $U_{обр} = U_c$, что приводит к его запиранию. Вместо кнопки в такой схеме часто используется второй тиристор, на который подается сигнал выключения. В схеме рис. 8,*г* следует применять четырехслойные полупроводниковые приборы, имеющие гарантированное обратное напряжение

$U_{обр} = U_0$. Емкость коммутирующего конденсатора C должна быть достаточно большой, чтобы обратное напряжение на приборе сохранялось в течение времени, необходимого для его запирания. Эта емкость может быть найдена из соотношения

$$C \geqslant \frac{1,45 I_{пр} \tau_{выкл}}{U_0}, \text{ мкф},$$

где $I_{пр}$ — прямой ток (ток нагрузки), *а*;
$\tau_{выкл}$ — время выключения прибора, *мксек*;
U_0 — напряжение источника питания, *в*.

Показанные на рис. 8 способы запирания могут использоваться и в схемах с динисторами.

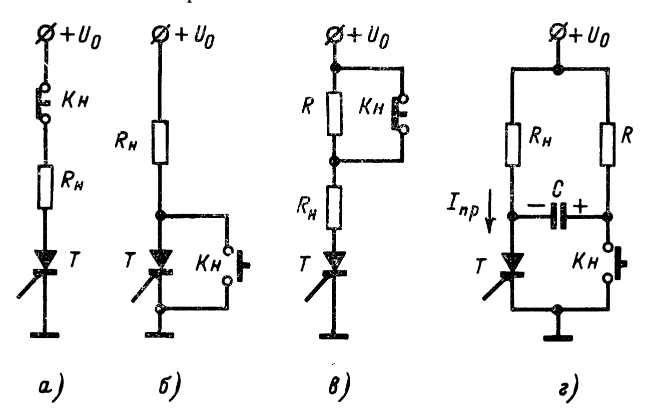


Рис. 8. Способы выключения тиристоров в цепях постоянного тока.

а — разрывом анодной цепи; *б* — шунтированием прибора; *в* — увеличением сопротивления в анодной цепи; *г* — обратным смещением.

В устройствах (с тиристорами), работающих на переменном токе, для запирания приборов не требуется специального сигнала, так как тиристоры запираются автоматически в начале отрицательного полупериода напряжения на аноде. Полное запирание прибора, как и в схеме рис. 8,*г*, происходит после рассасывания зарядов, накопленных в базовых областях, т. е. после прохождения некоторого обратного тока. После выключения на анод прибора в течение полупериода подается обратное смещение (рис. 7,*а*), что увеличивает устойчивость работы тиристоров в устройствах на переменном токе.

Время выключения $\tau_{выкл}$ четырехслойных полупроводниковых приборов разделяется на два интервала: время спада τ_c прямого тока до $0,1 I_{пр}$ и время $\tau_в$, необходимое для восстановления управляющих свойств прибора. Время восстановления $\tau_в$ определяется скоростью рассасывания остаточного заряда и зависит от температуры перехода, величины прямого тока, протекающего через прибор непосредственно перед его выключением, а также ряда других причин. Время выключения $\tau_{выкл} = \tau_c + \tau_в$ приводится в паспортных данных четырехслойных полупроводниковых приборов и определяет-

ся практически величиной $\tau_в$. На прибор в течение промежутка $t \leqslant \tau_{выкл}$ нельзя повторно подавать прямое напряжение. Как показывают экспериментальные данные, при подаче на четырехслойные полупроводниковые приборы обратного смещения время $\tau_{выкл}$ уменьшается примерно на 15—20% за счет сокращения времени $\tau_в$.

Продолжительность процесса выключения $\tau_{выкл}$ примерно в 8—10 раз больше времени включения $\tau_{вкл}$ приборов, поэтому именно величина $\tau_{выкл}$ и определяет практически предельную частоту коммутации. Динисторы и тиристоры могут работать на частотах до нескольких десятков килогерц.

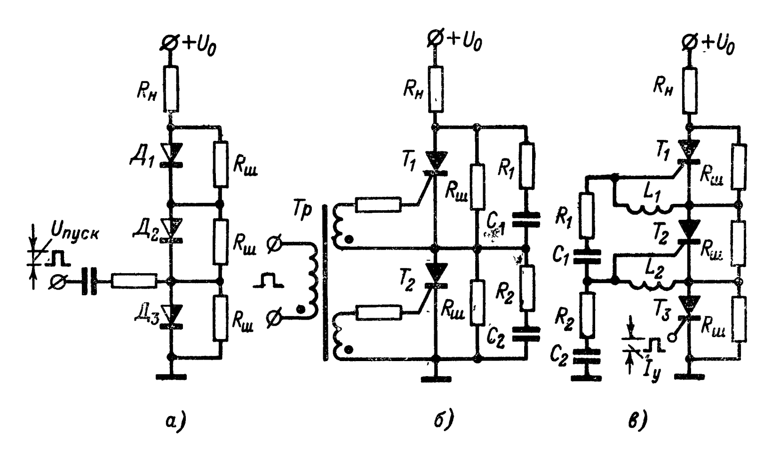


Рис. 9. Последовательное соединение четырехслойных полупроводниковых приборов.

а — отпирание цепочки динисторов; *б* — отпирание цепочки тиристоров при помощи импульсного трансформатора *Тр*; *в* — отпирание тиристоров при помощи конденсаторов связи.

Последовательное соединение приборов. Если напряжение в цепи превышает номинальное прямое напряжение одного прибора, то в этом случае соединяют последовательно несколько четырехслойных полупроводниковых приборов (рис. 9). При последовательном включении приборов одного типа запертое состояние сохраняется, если напряжение на каждом приборе не превосходит его допустимого прямого напряжения.

Поскольку токи утечки и емкости переходов четырехслойных полупроводниковых приборов одного и того же типа могут существенно различаться, при последовательном их включении для выравнивания напряжения на отдельных приборах используются выравнивающие цепи.

В простейшем случае выравнивание падения напряжения на приборах осуществляется резисторами, которые подключаются параллельно каждому прибору ($R_ш$ на рис. 9). Сопротивление шунтирующих резисторов можно определить по формуле

$$R_ш = \frac{mU_{пр} - U_0}{(m-1)\,I_{комакс}},$$

где $U_{пр}$ — допустимое прямое напряжение прибора;
U_0 — напряжение источника питания;
$I_{ко макс}$ — максимальный ток утечки прибора;
m — число последовательно соединенных приборов.

Резисторы $R_ш$ обеспечивают равномерное распределение напряжения на приборах в установившемся режиме. В момент коммутации напряжение на приборах распределяется обратно пропорционально емкостям *p-n* переходов отдельных приборов. Для защиты приборов от перенапряжений, которые могут возникнуть при переходных процессах, необходимо устранить различие в емкостях приборов. С этой целью параллельно каждому прибору подключается конденсатор емкостью примерно 1 000—3 000 *пф* (для приборов малой и средней мощности). Последовательно с каждым конденсатором целесообразно включать резистор с сопротивлением примерно 10—50 *ом* (C_1, C_2, R_1, R_2 на рис. 9,*б*).

Переключение последовательной цепочки динисторов (рис. 9,*а*) может осуществляться при подаче переключающего напряжения только на один или несколько динисторов, например на $Д_3$. Если этот динистор отпирается, то напряжение питания U_0 делится между остальными динисторами, и если $U_0 > (m-1) U_{вкл}$, то вся цепь динисторов переключается в проводящее состояние.

Способы отпирания последовательно соединенных тиристоров показаны на рис. 9,*б*, *в*. В схеме рис. 9,*б* используется импульсный трансформатор с двумя изолированными вторичными обмотками.

Интересна схема, показанная на рис. 9,*в*. В исходном состоянии конденсаторы C_1 и C_2 заряжены до напряжения, имеющегося на тиристорах T_2 и T_3 соответственно. Тиристор T_3 отпирается внешним запускающим импульсом. После этого конденсатор C_2 разряжается через резистор R_2, цепь управляющего электрода тиристора T_2 и отпертый тиристор T_3. Разрядный ток конденсатора C_2 переключает тиристор T_2. Разрядным током конденсатора C_1 аналогично отпирается тиристор T_1. Резисторы R_1 и R_2 ограничивают ток в цепях управляющих электродов тиристоров T_1 и T_2, индуктивности L_1 и L_2 (обычно величиной несколько десятков микрогенри) облегчают отпирание этих тиристоров.

Эффект самопроизвольного переключения. Эффект самопроизвольного (преждевременного) переключения обычно наблюдается в импульсных режимах и состоит в том, что прибор переключается в проводящее состояние без включающего сигнала из-за большой скорости нарастания анодного напряжения. Происхождение резких скачков анодного напряжения может быть различным, например, переходные процессы при включении источников питания, «дребезг» контактов реле и т. п. Это явление самопроизвольного переключения называют «эффектом $du_а/dt$». В схемах с динисторами при импульсной коммутации этот эффект используется как полезный, поскольку, как указывалось выше, он повышает стабильность момента включения приборов. В схемах с тиристорами его следует рассматривать как паразитный эффект, снижающий помехоустойчивость устройств.

Рассмотрим механизм этого явления. На рис. 10 показано схематическое изображение четырехслойного полупроводникового прибора с учетом емкости C_2 среднего перехода, которую, как это видно из рис. 10,*б*, *в*, можно представить суммой емкостей коллекторных переходов эквивалентных тразисторов. Как отмечалось ранее, при запертом приборе прямое напряжение практически оказывается приложенным к среднему переходу J_2, смещенному в обратном направ-

лении. При возрастании анодного напряжения емкость C_2 заряжается током, протекающим через два крайних перехода J_1 и J_3, смещенных в прямом направлении. Ток заряда емкости C_2 одновременно является базовым током эквивалентных транзисторов (рис. 10,*в*).

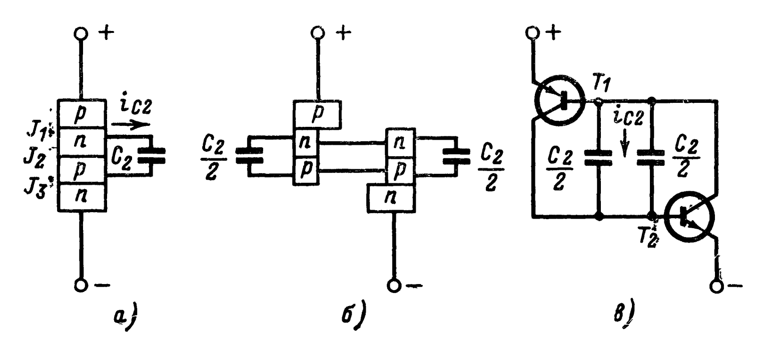


Рис. 10. Схематическое устройство четырехслойного полупроводникового прибора с учетом емкости среднего перехода (*а*) и представление прибора в виде двухтранзисторной схемы (*б*, *в*).

При некоторой величине этого тока может произойти возрастание коэффициентов передачи α, которое будет достаточным для перехода транзисторов T_1 и T_2 в режим насыщения, т. е. для переключения четырехслойной полупроводниковой структуры.

Зарядный ток емкости C_2

$$i_{c2} = C_2 \frac{du_a}{dt}$$

зависит от величины C_2 и от скорости нарастания прямого напряжения на приборе du_a/dt. Следовательно, достаточно быстрый переходный процесс даже при относительно небольшом прямом напряжении может довести величину тока i_{c2} до критического значения и переключить тиристор.

Эффект самопроизвольного переключения может быть снижен как за счет изменения конструкции самого тиристора, так и схемным путем. К сожалению, реализация первого способа приводит к ухудшению других характеристик тиристора (увеличивается остаточное напряжение, возрастает время включения и выключения, снижается чувствительность по цепи управления).

В ряде случаев уменьшить эффект самопроизвольного переключения схемным путем удается следующими способами. Между анодом и катодом тиристора, если это возможно, подключается небольшой конденсатор, который снижает скорость нарастания анодного напряжения. Для некоторых типов тиристоров положительный результат дает подсоединение конденсатора (емкостью примерно 1 000—2 000 *пф*) между управляющим электродом и катодом тиристора. Устойчивость работы тиристора, особенно при повышенных температурах, улучшается, если сопротивление по постоянному току между управляющим электродом и катодом не превышает несколь-

ких десятков омов. С этой точки зрения предпочтительной является трансформаторная схема подачи включающих импульсов на тиристор (рис. 6,*в*). Наконец, для повышения устойчивости на управляющий электрод тиристора можно подать небольшое обратное смещение (обычно до 1 *в*).

СХЕМЫ УСТРОЙСТВ С ДИНИСТОРАМИ

Устройство защиты от перенапряжений. Динисторы можно применять в различных устройствах блокировки и защиты для автоматического отключения нагрузки, когда напряжение источника питания превысит установленную величину. Для схемы защиты рис. 11 динистор *Д* выбирается из условия $U_{0 ном} < U_{вкл}$. При напряжении источника, равном $U_{0 ном}$, динистор заперт, контакты реле *Р* замкнуты, и нагрузка $R_н$ подключена к источнику. Возрастание напряжения источника питания до величины $U_0 \geqslant U_{вкл}$ отпирает динистор, реле срабатывает и отключает нагрузку от источника питания. В исходное состояние устройство возвращается при нажатии кнопки *Кн*.

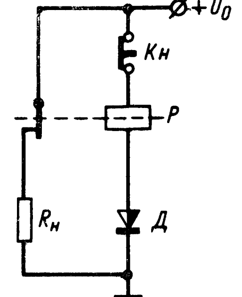


Рис. 11. Устройство защиты.

Импульсный ключ. Для этой схемы (рис. 12,*а*) напряжение источника питания выбирается из условия $U_0 \leqslant U_{пр.макс}$. Тогда при отсутствии запускающего импульса динистор $Д_1$ заперт. При подаче импульса запуска, амплитуда которого удовлетворяет условию $U_0 + |U_{пуск}| \geqslant U_{вкл}$, динистор отпирается и нагрузка $R_н$ подключается к источнику питания. Если

$$\frac{U_0}{R_н} > I_{выкл},$$

то динистор останется в таком состоянии до тех пор, пока не будет нажата кнопка *Кн*, разрывающая его анодную цепь.

Подобную схему можно использовать в запоминающих устройствах, в индикаторах счетных устройств, в устройствах сигнализации и пр. В качестве примера на рис. 12,*б* приведена схема индикатора (сигнализатора). Здесь каждая сигнальная лампа $Л_1$, $Л_2$, $Л_3$ загорается только при появлении импульса в соответствующем канале (*1*, *2* или *3*). Выключаются лампы кнопкой *Кн*.

Генератор пилообразного напряжения. Схема генератора (рис. 13,*а*), выполненная на динисторе, идентична обычной схеме релаксационного генератора на неоновой лампе, но имеет лучшие характеристики по сравнению с последней. Так, например, время выключения динистора меньше времени деионизации неоновой лампы, а поэтому частота повторения импульсов в генераторе с динистором может быть получена более высокой (до нескольких десятков килогерц). Поскольку падение напряжения на динисторе меньше, чем на лампе (где оно примерно 40—50 *в*), то при одинаковых напряжениях источника питания амплитуда выходного напряжения генератора с динистором получается большей.

Генератор работает следующим образом. После включения напряжения питания конденсатор *С* начинает заряжаться через резистор R_1. Напряжение на конденсаторе будет нарастать до тех пор,

пока не достигнет величины $U_{вкл}$ динистора. В этот момент динистор $Д$ переключится в проводящее состояние и разрядит конденсатор. Сопротивление резистора R_1 выбирается таким, чтобы ток U_0/R_1 был меньше тока выключения, поэтому после разряда конденсатора

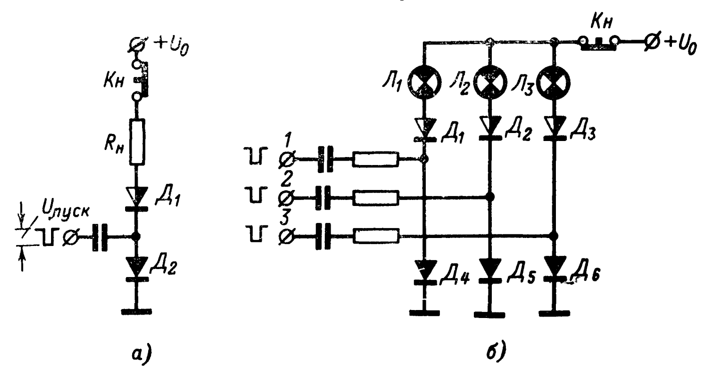


Рис. 12. Ключевые схемы на динисторах.
а — импульсный ключ; *б* — индикатор (сигнализатор).

динистор вновь вернется в непроводящее состояние, и цикл переключений будет повторяться. Резистор R_2 включен для ограничения тока разряда конденсатора до безопасной для динистора величины.

Пилообразное напряжение u_1, амплитуда которого практически равна $U_{вкл}$ динистора, снимается с конденсатора C, а с резистора

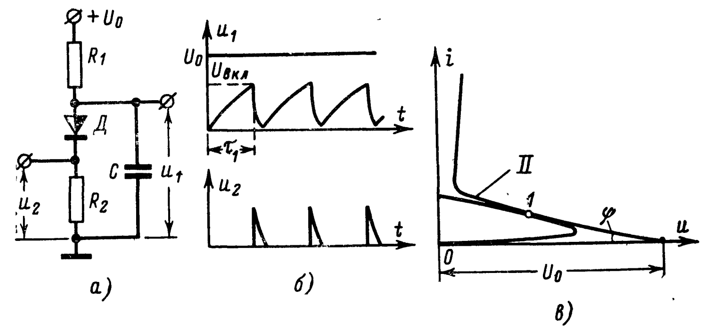


Рис. 13. Генератор пилообразного напряжения.
а — схема генератора; *б* — форма выходного напряжения; *в* — положение нагрузочной прямой генератора.

R_2 можно снять короткие импульсы u_2 положительной полярности (рис. 13,*б*). Если же включить этот резистор не в катод динистора, а между конденсатором и корпусом, то импульсы на нем будут иметь отрицательную полярность. Импульсы, снимаемые с резистора R_2, могут использоваться, например, для синхронизации следующих каскадов.

Элементы схемы генератора выбираются из следующих соотношений:

$$U_0 \geqslant U_{\text{вкл}};$$

$$\frac{U_0 - U_{\text{вкл}}}{R_1} > I_{\text{вкл}};$$

$$\frac{U_0}{R_1} < I_{\text{выкл}};$$

$$R_2 \ll R_1;$$

$$\frac{U_{\text{вкл}}}{R_2} > I_{\text{выкл}}.$$

Первое, второе и последнее соотношения обеспечивают устойчивое включение динистора, третье — его выключение. При выполнении первых трех условий прямая нагрузки, угол наклона которой $\psi = \operatorname{arctg} 1/R_1$, пересекает вольт-амперную характеристику динистора в точке *1* на участке *II* (рис. 13,*в*). Как ранее отмечалось, положение рабочей точки на этом участке неустойчиво, это и обусловливает режим автоколебаний.

Длительность пилообразных импульсов определяется формулой

$$\tau_1 = R_1 C \ln \frac{U_0}{U_0 - U_{\text{вкл}}}.$$

Частота повторения импульсов $F_1 \approx 1/\tau_1$. Плавное изменение частоты осуществляется резистором R_1 или конденсатором *C*. Для получения хорошей линейности пилообразного напряжения необходимо, чтобы $U_0 \gg U_{\text{вкл}}$.

Генератор можно синхронизировать на более высокой частоте, чем частота собственных колебаний, подачей внешних импульсов. В качестве примера на рис. 14 приведена схема генератора, синхронизируемого импульсами отрицательной полярности. Генератор будет запускаться в тот момент, когда сумма напряжения на конденсаторе u_c и напряжения синхронизирующего импульса $U_{\text{синхр}}$ превысит напряжение включения $U_{\text{вкл}}$ динистора $Д_1$, т. е.

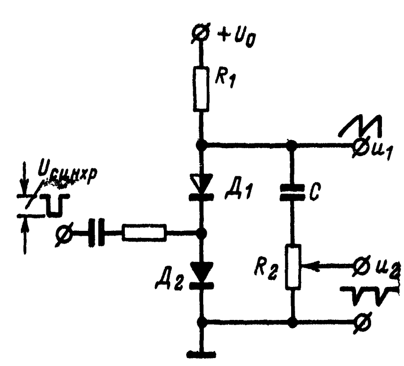


Рис. 14. Генератор с внешней синхронизацией.

$$u_c + |U_{\text{синхр}}| \geqslant U_{\text{вкл}}.$$

Делитель частоты. Генератор с внешней синхронизацией (рис. 14) может быть использован как делитель частоты. Если в момент прихода синхронизирующего импульса напряжение u_c на конденсаторе, которое нарастает по экспоненте, таково, что еще $u_c + |U_{\text{синхр}}| < U_{\text{вкл}}$, то динистор не отопрется. Соответствующим выбором амплитуд синхронизирующих импульсов можно добиться, что-

бы динистор переключался не от первого, а от второго или третьего и т. д. импульса, и тогда на выходе будут получаться субгармоники частоты входного сигнала.

На рис. 15 приведена схема трехкаскадного делителя частоты. Если в каждом каскаде коэффициент деления выбрать, например, $n_1=n_2=n_3=2$, то частота выходного сигнала (F_3) будет в 8 раз меньше частоты входного сигнала (F_0).

Мультивибраторы. Схемы мультивибраторов на динисторах очень просты, для запирания соответствующего динистора в конце каждого цикла используется напряжение на коммутирующем конденсаторе.

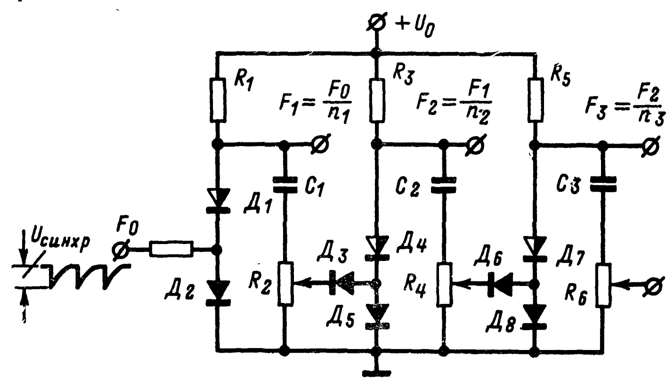


Рис. 15. Делитель частоты.

На рис. 16,*а* приведена схема самовозбуждающегося мультивибратора. Динисторы для этой схемы выбираются так, чтобы для каждого из них выполнялось условие $U_0 \geqslant U_{вкл}$.

Рассмотрим кратко работу этой схемы. При включении мультивибратора (момент t_0) один из его динисторов из-за разброса величины $U_{вкл}$ первым переключится в отпертое состояние (рис. 16,*б*). Предположим, что первым переключится динистор $Д_1$. Тогда коммутирующий конденсатор C начнет заряжаться, и зарядный ток, проходя через резистор R_2, снизит напряжение на динисторе $Д_2$, препятствуя тем самым отпиранию этого динистора одновременно с первым. По мере заряда конденсатора напряжение u_2 на аноде динистора $Д_2$ возрастает, и когда оно достигнет напряжения $U_{вкл2}$ динистора $Д_2$, последний переключится в отпертое состояние (момент t_1). К динистору $Д_1$ будет приложено обратное напряжение, равное $U_{вкл2}$, так как напряжение на конденсаторе C за время переключения динистора $Д_2$ практически не изменится. Динистор $Д_1$ запрется, и мультивибратор изменит свое состояние, которое опять-таки будет неустойчивым. Конденсатор C после этого будет перезаряжаться через резистор R_1 и отпертый динистор $Д_2$. Когда напряжение на конденсаторе станет равным $U_{вкл1}$ динистора $Д_1$, последний переключится в отпертое состояние (момент t_2), что приведет к запиранию динистора $Д_2$. Затем цикл переключений повторяется.

При одинаковых плечах мультивибратора ($R_1=R_2=R$; $U_{вкл1} \approx \approx U_{вкл2}=U_{вкл}$) выходное напряжение ($u_1$ или u_2) имеет форму,

показанную на рис. 16,*б*. Длительности импульсов τ_1 и τ_2 в обоих плечах примерно равны.

Для самовозбуждения мультивибратора необходимо, чтобы выполнялись условия

$$U_0 \geqslant U_{вкл};$$

$$\frac{U_0 - U_{вкл}}{R} > I_{выкл},$$

где $I_{выкл}$ — ток выключения динисторов.

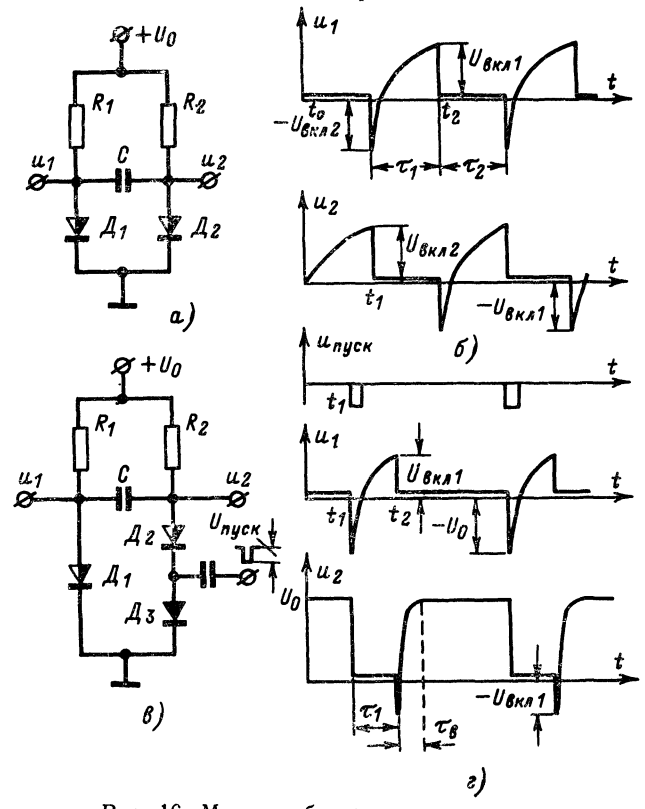


Рис. 16. Мультивибраторы на динисторах.

а — самовозбуждающийся мультивибратор, *б* — диаграмма работы; *в* — ждущий мультивибратор; *г* — диаграмма работы ждущего мультивибратора.

Кроме того, сопротивление анодных резисторов должно быть таким, чтобы среднее значение тока $I_{пр\,ср}$ в каждом плече не превышало допустимой для динисторов величины, т. е.

$$R \geqslant \frac{U_0}{2I_{пр.макс}}.$$

Емкость коммутирующего конденсатора рассчитывается по формуле

$$C \geqslant \frac{\tau_{\text{выкл}}}{R \ln \frac{U_0 + U_{\text{вкл}}}{U_0}}, \text{ мкф},$$

где $\tau_{\text{выкл}}$ — время выключения динистора, *мксек*.

Период колебаний $T \approx \tau_1 + \tau_2$ определяется по формуле

$$T = 2RC \ln \frac{U_0}{U_0 - U_{\text{вкл}}}.$$

Схема ждущего мультивибратора (спусковое устройство с одним устойчивым состоянием) приведена на рис. 16,*в*. Для этой схемы динисторы выбираются так, чтобы для одного из них (например, для $Д_1$) напряжение источника питания U_0 было больше, а для другого (например, $Д_2$) меньше напряжения включения, т. е. $U_{\text{вкл2}} > U_0 > U_{\text{вкл1}}$. Кроме того, сопротивление анодного резистора динистора с меньшим напряжением переключения должно обеспечивать прохождение прямого тока больше тока выключения этого динистора. После подачи напряжения питания динистор $Д_1$ переключится в отпертое состояние ($U_0 > U_{\text{вкл1}}$), а конденсатор C зарядится до напряжения $U_c = U_0$. Мультивибратор будет оставаться в таком состоянии (поскольку $U_0/R_1 > I_{\text{выкл1}}$) до тех пор, пока подаваемый на динистор $Д_2$ запускающий отрицательный импульс (момент t_1 на рис. 16,*г*) не отопрет его. Динистор $Д_1$ при этом запрется, и конденсатор C начнет перезаряжаться через резистор R_1, динистор $Д_2$ и обычный диод $Д_3$, пока напряжение на нем не станет равным $U_c = U_{\text{вкл1}}$. В этот момент (t_2) отопрется динистор $Д_1$ и запрется динистор $Д_2$, и мультивибратор вернется в исходное устойчивое состояние.

Длительность выходного импульса определяется формулой

$$\tau_1 = R_1 C \ln \frac{2U_0}{U_0 - U_{\text{вкл1}}},$$

а время восстановления мультивибратора примерно равно:

$$\tau_{\text{в}} \approx 3R_2C.$$

Форма выходных импульсов показана на рис. 16,*г*. Как видно из рис. 16,*г*, динистор $Д_1$ большую часть времени отперт и запирается только на время τ_1 генерации выходного импульса. Поэтому сопротивление резистора R_1 должно также соответствовать условию $R_1 \geqslant U_0/I_{\text{пр макс1}}$, где $I_{\text{пр макс1}}$ — максимальный средний ток динистора $Д_1$. Сопротивление резистора R_2 должно быть примерно в 10—20 раз меньше сопротивления динистора $Д_2$ в запертом состоянии.

Триггер. Если для предыдущей схемы оба динистора выбрать такими, чтобы их напряжение включения $U_{\text{вкл}}$ превышало напряжение источника питания U_0, то получится триггер — спусковое устройство с двумя устойчивыми состояниями. Схема триггера с одним входом показана на рис. 17,*а*. После включения напряжения питания оба динистора останутся в запертом состоянии. Напряжение на анодах динисторов, а следовательно, и обратное смещение на диодах $Д_5$ и $Д_6$ примерно равно U_0, а напряжение на коммутирующем кон-

денсаторе C равно $U_c \approx 0$. Перед началом работы необходимо установить триггер в исходное положение, в котором одно из плеч проводит, а другое нет. Установку триггера в исходное положение можно производить различными способами, например, подав специальный импульс сброса, включающий один из динисторов. Пусть, например, импульс сброса включит динистор $Д_1$ и триггер перейдет в первое устойчивое состояние. Конденсатор C через резистор R_2, динистор $Д_1$ и диод $Д_3$ при этом зарядится до напряжения $U_c \approx U_0$. Обратное смещение на диоде $Д_6$ резко уменьшится, а на $Д_5$ обратное смещение сохранится прежним.

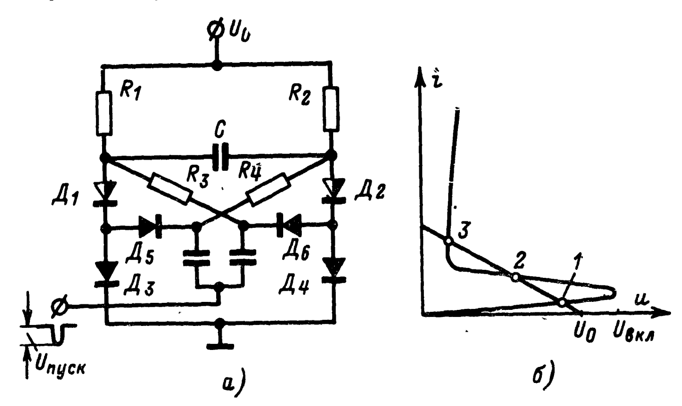


Рис. 17. Триггер на динисторах.
а — схема триггера; *б* — положение нагрузочной прямой.

Первый отрицательный пусковой импульс через диод $Д_6$ включит запертый динистор $Д_2$; динистор $Д_1$ при этом за счет напряжения на коммутирующем конденсаторе запрется, и триггер перейдет во второе устойчивое состояние, при котором полярность напряжения на обкладках конденсатора C изменится, обратное смещение на диоде $Д_6$ увеличится, а на $Д_5$ уменьшится. Второй пусковой импульс отопрет динистор $Д_1$, и триггер вернется в первое устойчивое состояние. Таким образом, смена состояний триггера будет происходить при подаче каждого запускающего импульса.

Режим работы симметричного триггера ($R_1 = R_2 = R$, а $Д_1$ и $Д_2$ — динисторы одного типа) должен соответствовать условиям

$$U_0 < U_{вкл};$$

$$\frac{U_0 - U_{вкл}}{R} > I_{выкл}.$$

При выполнении этих условий прямая анодной нагрузки R пересекает все три участка вольт-амперной характеристики динистора (рис. 17,*б*). Точки *1* и *3* определяют устойчивое, а точки *2* — неустойчивое состояние триггера.

Сопротивление анодных резисторов должно также удовлетворять соотношению

$$\frac{R_{дин}}{10 \div 20} \geqslant R \geqslant \frac{U_0}{I_{пр.макс}},$$

где $R_{дин}$ — сопротивление динисторов в запертом состоянии. Емкость коммутирующего конденсатора рассчитывается по формуле

$$C \geqslant \frac{1,45\tau_{выкл}}{R}.$$

Диоды $Д_5$ и $Д_6$ и резисторы R_3 и R_4 увеличивают входное сопротивление триггера, предотвращая шунтирование входного сигнала проводящим плечом. Длительность выходного импульса триггера не зависит от запускающего импульса, если длительность последнего мала по сравнению с постоянной времени RC. Выходные импульсы триггера, амплитуда которых примерно равна U_0, снимаются с анодов одного или обоих динисторов.

Подобные схемы триггера могут с успехом применяться в счетных и запоминающих ячейках, делителях частоты и т. д.

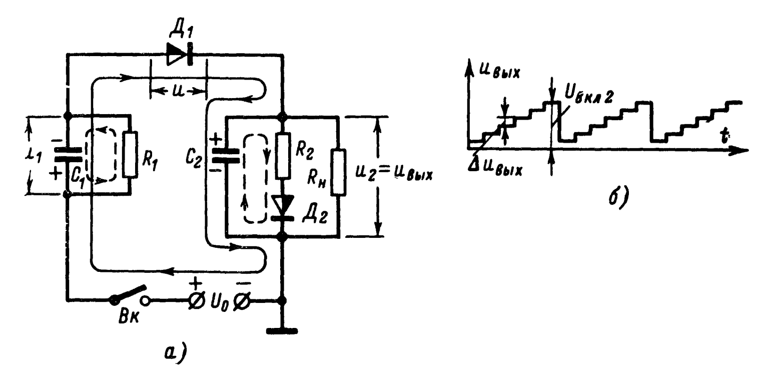


Рис. 18. Генератор ступенчатого напряжения на динисторах (*а*) и форма выходного напряжения (*б*).

Генератор ступенчатого напряжения. На рис. 18,*а* показана схема генератора, выходное напряжение которого имеет ступенчатую форму (рис. 18,*б*). Напряжение такой формы используется в различных счетных устройствах. Напряжение источника питания U_0 генератора выбирают примерно в 1,5 раза больше суммы напряжений включения $U_{вкл1}+U_{вкл2}$ обоих динисторов $Д_1$ и $Д_2$. Емкость конденсатора C_1 (например, 0,01—0,05 *мкф*) должна быть в несколько раз меньше емкости конденсатора C_2 (например, 0,2—0,3 *мкф*).

Генератор работает следующим образом. В момент замыкания выключателя *Вк* напряжение питания U_0 целиком оказывается приложенным к динистору $Д_1$. Поскольку условие $U_0>U_{вкл1}$ выполняется с запасом, этот динистор отопрется, и включенные последовательно с ним конденсаторы C_1 и C_2 начнут заряжаться (цепь заряда конденсаторов показана на схеме сплошной линией). По мере заряда конденсаторов ток через динистор $Д_1$ будет уменьшаться, и, когда он станет меньше тока выключения, динистор запрется. К концу зарядного интервала напряжение u_1 на конденсаторе C_1 будет

существенно больше напряжения u_2 на конденсаторе C_2, так как $C_2 \gg C_1$, а как известно,

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{C_2}{C_1}.$$

При запертом динисторе $Д_1$ конденсатор C_2 почти не разряжается (цепь разряда конденсаторов показана на схеме штриховой линией), и напряжение на нем практически не изменяется. В то же время конденсатор C_1 разряжается через резистор R_1, напряжение u на динисторе $Д_1$ повышается, и, когда это напряжение достигнет значения $U_{вкл1}$, динистор $Д_1$ вновь отпирается. Затем цикл повторяется.

В результате таких следующих один за другим циклов напряжение на конденсаторе C_2 ступенчато возрастает до напряжения переключения $U_{вкл2}$ динистора $Д_2$. Когда динистор $Д_2$ отпирается, конденсатор C_2 разряжается, формирование ступенчатого сигнала прекращается и генератор возвращается в исходное состояние.

Сопротивление резистора R_1 определяет скорость разряда конденсатора C_1 и, следовательно, длительность каждой ступеньки. Если это сопротивление значительно больше внутреннего сопротивления отпертого динистора $Д_1$, то фронт ступеньки получается во много раз короче ее длительности. Резистор R_2 ограничивает ток через динистор $Д_2$ при разряде конденсатора C_2. Сопротивление нагрузки $R_н$ должно быть достаточно большим (единицы мегаомов), чтобы предотвратить заметную утечку заряда с конденсатора C_2 в процессе построения ступенчатого сигнала.

Амплитуда каждой ступеньки $\Delta U_{вых}$ выходного сигнала определяется выражением

$$\Delta U_{вых} = U_{вкл1} \frac{C_1}{C_1 + C_2},$$

а максимальное число ступенек

$$n = \frac{U_{вкл2}}{U_{вкл1}} \frac{C_1 + C_2}{C_1}.$$

На основе рассмотренной схемы можно построить генератор, который бы синхронизировался внешним сигналом.

Кольцевой счетчик импульсов. Четырехслойные полупроводниковые приборы, в частности динисторы, нашли широкое применение в различных счетных устройствах, обладающих рядом преимуществ по сравнению с транзисторными (бóльшая стабильность работы при изменении напряжения питания и температуры, более высокая надежность и пр.). Кроме того, большой коэффициент усиления по мощности четырехслойных полупроводниковых приборов позволяет включать индикаторные элементы непосредственно в цепь счетчика.

На рис. 19 приведена одна из возможных схем десятичного кольцевого счетчика. Схема состоит из двух частей: собственно счетчика (динисторы $Д_0$—$Д_9$ с относящимся к ним элементами) и генератора отрицательных импульсов (элементы которого на схеме выделены пунктиром).

Для генератора импульсов динистор $Д$ выбирают из условия $U_0 < U_{вкл}$, а сопротивление резистора R должно быть таким, чтобы ток U_0/R был меньше тока выключения этого динистора. Все динисторы $Д_0$—$Д_9$ счетной схемы выбирают из условия $U_0 \geqslant U_{вкл}$.

Для установки счетчика в исходное состояние выключатель *Вк* размыкается и на счетчик подается напряжение питания. Динистор $Д_0$ отопрется, и загорится неоновая лампа $Л_0$ (нулевой разряд). Конденсатор C при этом зарядится до некоторого напряжения U_c, а напряжение на конденсаторе C_0 будет равно напряжению в точке *a*, т. е. падению напряжения на резисторе R_0 (полярность напряжения на конденсаторах показана на рис. 19). После этого выключатель *Вк* замыкается, и счетчик подготовлен к работе. (При отпер-

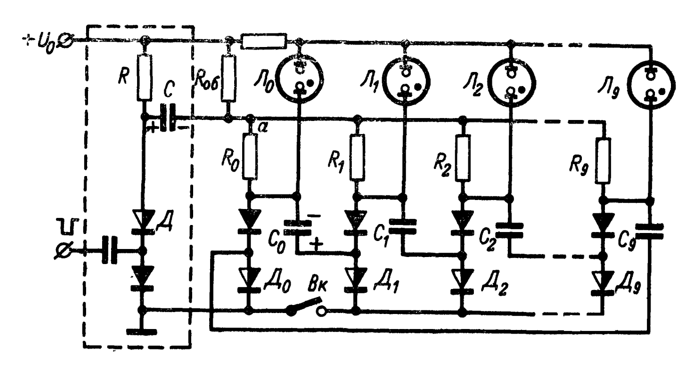


Рис. 19. Кольцевой счетчик импульсов.

том динисторе $Д_0$ и замкнутом выключателе *Вк* динисторы $Д_1$—$Д_9$ останутся запертыми, так как напряжение на их анодах снизится за счет падения напряжения на резисторе $R_{об}$. Для этого должно выполняться условие $\frac{U_0 R_0}{R_0 + R_{об}} < U_{вкл}$.)

Первый счетный импульс отпирает динистор $Д$, который подсоединяет левую (по схеме) обкладку конденсатора C к корпусу, и в точке *a* возникает отрицательное напряжение U_c, запирающее динистор $Д_0$, и лампа $Л_0$ гаснет. Затем конденсатор C перезаряжается через резистор $R_{об}$ и отпертый динистор $Д$, и напряжение в точке *a* повышается. При этом в особом положении оказывается динистор $Д_1$, на анод которого подается суммарное напряжение: напряжение U_{c0}, имеющееся на конденсаторе C_0, и экспоненциально возрастающее напряжение u_a в точке *a*. Когда сумма этих напряжений достигнет величины $U_{c0} + u_a \geqslant U_{вкл1}$, динистор $Д_1$ отопрется и загорится лампа $Л_1$ (первый разряд). После отпирания $Д_1$ конденсатор C_0 разряжается, а конденсатор C_1 заряжается (так как $R_0 = R_1 = \ldots R_9$, то $U_{c1} = U_{c0}$).

После разряда конденсатора C динистор $Д$ запирается, а конденсатор C вновь перезаряжается до напряжения U_c.

Аналогичные процессы происходят с приходом следующих импульсов. Так, при подаче второго счетного импульса запирается динистор $Д_1$ и отпирается динистор $Д_2$ (второй разряд). Таким образом, каждый счетный импульс выключает отпертый динистор и включает следующий за ним запертый. Последний (десятый) входной импульс запирает динистор $Д_9$ и отпирает $Д_0$, и счетчик возвращается в исходное состояние.

СХЕМЫ УСТРОЙСТВ С ТИРИСТОРАМИ

В рассмотренных выше устройствах можно использовать четырехслойные полупроводниковые приборы, имеющие три вывода — тиристоры. При этом появляются следующие дополнительные преимущества: во-первых, управление осуществляется на низком уровне напряжения сигналом небольшой мощности, и, во-вторых, расширяется диапазон напряжений, которые можно коммутировать одинаковым по величине сигналом. Для управления тиристорами требуются простые и маломощные устройства. Кроме того, тиристоры используются в целом ряде устройств, где динисторы не могут быть при-

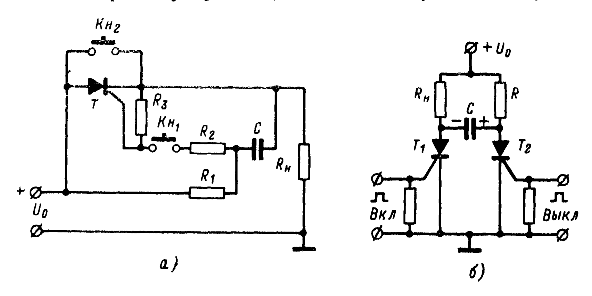


Рис. 20. Статические выключатели постоянного тока на тиристорах.

а — кнопочное управление; *б* — управление импульсным сигналом.

менены. Все эти качества и объясняют значительно более широкое распространение различных тиристорных устройств.

В схемах, которые рассматриваются в этом разделе, прямое напряжение на тиристоре в запертом состоянии (напряжение источника питания) выбирается из условия $U_0 < U_{вкл}$.

Статические выключатели постоянного и переменного тока. Поскольку тиристоры имеют два устойчивых состояния, то они с успехом используются в устройствах коммутации сигналов в цепях постоянного и переменного тока. Созданные на основе тиристоров статические бесконтактные выключатели успешно конкурируют с механическими и электромеханическими аналогами. Преимущества тиристорных устройств особенно ощутимы в тех случаях, когда главными требованиями являются быстродействие, долговечность и т. п.

Тиристорные переключатели практически выполняют любые функции обычных выключателей, причем в дополнение к простому действию «включено», «выключено» тиристорные устройства могут использоваться как реле времени, селекторные выключатели, выключатели быстродействующей защиты цепей от перенапряжений и коротких замыканий и пр. Схемы некоторых таких устройств рассмотрены ниже.

Простейшая схема выключателя в цепи постоянного тока, который управляется с помощью обычных контактных кнопок или тумблеров, приведена на рис. 20,*а*. В исходном состоянии тиристор *T* заперт, напряжение на нагрузке $R_н$ равно нулю, а конденсатор *C* заряжен приблизительно до напряжения U_0. При нажатии кнопки $Кн_1$ конденсатор *C* разряжается через резистор R_2 и цепь управляю-

щего электрода тиристора и отпирает его. При этом дребезг контактов кнопки $Кн_1$ не отражается на форме фронта коммутируемого напряжения. Отключение нагрузки происходит при нажатии кнопки $Кн_2$. Элементы схемы выбираются из следующих условий:

$$R_1 \ll R_{ут};$$

$$R_2 = \frac{U_0}{(1,2 \div 1,5) I_{у.макс}};$$

$$C \geqslant \frac{\tau_{вкл}}{R_2},$$

где $R_{ут}$ — сопротивление утечки конденсатора C;
$I_{у\ макс}$ — максимальный импульсный ток в цепи управляющего электрода тиристора;
$\tau_{вкл}$ — время включения тиристора.

Тиристор T должен выбираться с таким расчетом, чтобы максимальный ток нагрузки не превышал его допустимый средний ток. Сопротивление резистора $R_3 \approx 0,5$—1 *ком*.

На рис. 20,*б* показана схема выключателя, который управляется дистанционно импульсными сигналами. В исходном состоянии тиристоры T_1 и T_2 заперты, нагрузка $R_н$ отключена от источника U_0, а напряжение на коммутирующем конденсаторе C равно нулю.

При подаче импульса «*Вкл.*» отпирается тиристор T_1 и нагрузка подключается к источнику U_0. Конденсатор C заряжается примерно до напряжения U_0. В таком состоянии устройство находится до тех пор, пока не будет подан сигнал «*Выкл.*», который отпирает тиристор T_2. При этом тиристор T_1 за счет напряжения на коммутирующем конденсаторе запирается, и нагрузка отключается от источника U_0. Сопротивление резистора R выбирается из условия

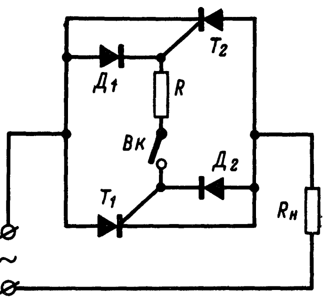


Рис. 21. Статический выключатель переменного тока.

$$\frac{R_{т2}}{10 \div 20} \geqslant R \geqslant \frac{U_0}{I_{выкл2}},$$

где $R_{т2}$ — сопротивление тиристора T_2 в запертом состоянии;
$I_{выкл2}$ — ток выключения тиристора T_2.

Таким образом, после разряда конденсатора C тиристор T_2 также запирается. Коммутирующий конденсатор C рассчитывается по формуле, приведенной на стр. 16.

Устройство (рис. 20,*б*) может использоваться для поочередной коммутации напряжения источника питания между двумя нагрузками.

Статический однофазный выключатель переменного тока показан на схеме рис. 21. Использованный в этой схеме принцип управления тиристорами был рассмотрен на примере схемы рис. 6,*г*.

Тиристоры T_1 и T_2 включены навстречу друг другу. При замкнутом выключателе *Вк* каждый из тиристоров проводит ток только в течение того полупериода, когда напряжение на его аноде положительно. Поочередное запирание тиристоров происходит при изменении знака напряжения на аноде каждого из них. Резистор *R* ограничивает ток в цепях управляющих электродов тиристоров (расчет его сопротивления приведен при описании схемы рис. 6,*г*). Тиристоры T_1 и T_2 должны быть выбраны так, чтобы они выдерживали обратное напряжение, равное амплитудному значению напряжения сети $U_{обр} \geqslant U_m$.

В рассмотренных схемах тиристорных выключателей для коммутации значительных мощностей необходимы маломощные управляющие устройства (например, транзисторные) с датчиками, которые могут срабатывать под действием света, тепла, давления и т. д.

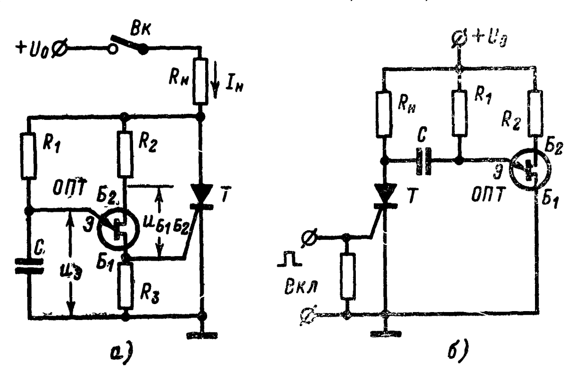


Рис. 22. Выключатели с временно́й задержкой.

а — с задержкой времени включения; *б* — устройство, отключающее нагрузку через определенное время.

Выключатели с временно́й задержкой. Выключатель (рис. 22,*а*) подает напряжение на нагрузку через определенный заранее заданный промежуток времени после включения напряжения источника питания. Рабочее напряжение и ток выключателя определяются выбранным типом тиристора.

В цепи управления тиристора *T* используется однопереходный транзистор (*ОПТ*) — ключевой полупроводниковый прибор, очень удобный для использования в цепях управления тиристорами. Схемы управления на *ОПТ* характеризуются простотой, компактностью, экономичностью. Однопереходный транзистор имеет три вывода: эмиттер (*Э*), база 1 ($Б_1$) и база 2 ($Б_2$). Участок между базами $Б_1$ и $Б_2$ обладает сопротивлением в несколько килоомов и имеет линейную вольт-амперную характеристику, как обычный резистор. Пока напряжение $U_э$ между эмиттером и $Б_1$ меньше некоторой определенной величины $U_{э.макс}$, переход эмиттер — $Б_1$ будет смещен в обратном направлении и ток через него будет мал. При напряжении $U_{э\,макс}$ этот первоначально запертый переход смещается в прямом направлении, и сопротивление между эмиттером и $Б_1$ уменьшается до 5—20 *ом*.

Отпирающее напряжение $U_{э\,макс}$ изменяется пропорционально междубазовому напряжению $U_{Б_1Б_2}$:

$$U_{э.макс} \approx \eta U_{Б_1Б_2}.$$

Величина коэффициента η находится в пределах 0,5—0,85 и не зависит от напряжения питания и от температуры.

В цепях управления тиристорами *ОПТ* работает, по существу, в схеме релаксационного генератора. Выходные импульсы снимаются с нагрузки, которая включается в цепь $Б_1$. На эмиттер *ОПТ* подается напряжение с конденсатора, который через резистор заряжается от источника напряжения, а затем, когда напряжение на нем достигнет величины $U_{э.макс}$, разряжается через переход эмиттер — $Б_1$ и нагрузочный резистор, создавая на нем выходной импульс положительной полярности. После разряда конденсатора *ОПТ* запирается, и процесс повторяется. Такое устройство может генерировать одиночные или периодические импульсы.

В схеме 22,*а* *ОПТ* работает в режиме одиночных импульсов. После замыкания тумблера *Вк* конденсатор *С* начнет заряжаться, пока напряжение на нем не достигнет величины $U_{э.макс}$, при котором переход эмиттер — база $Б_1$ ОПТ смещается в прямом направлении. В этот момент включится однопереходный транзистор, и конденсатор *С* разрядится через резистор R_3. Импульс, снимаемый с этого резистора, отопрет тиристор, и нагрузка подключится к источнику питания. Если ток нагрузки $I_н > I_{выкл}$, то тиристор останется отпертым до тех пор, пока не будет выключен источник питания. После отпирания тиристора напряжение на его аноде снижается до величины $U_{ост}$, и генератор на *ОПТ* выключается. Время задержки $t_з$ определяется постоянной времени R_1C и напряжением отпирания *ОПТ*:

$$t_з = R_1C \ln \frac{U_0}{U_0 - U_{э.макс}}.$$

На рис. 22,*б* приведена схема выключателя, который через определенное время отключает нагрузку от источника питания U_0. В этом устройстве для запирания тиристора используется коммутирующий конденсатор *С*, который подключается к тиристору с помощью однопереходного транзистора.

Устройство на рис. 22,*б* работает следующим образом. Запускающий импульс отпирает тиристор *Т*, и нагрузка подключается к источнику питания. После отпирания тиристора конденсатор *С* заряжается через резистор R_1 (сопротивление которого обычно несколько мегомов), пока напряжение на нем (т. е. напряжение на эмиттере *ОПТ*) не достигнет величины, при которой переход $ЭБ_1$ *ОПТ* смещается в прямом направлении. В этот момент включается однопереходный транзистор и запирает тиристор *Т*. Нагрузка отключается от источника питания. Регулировка времени отключения нагрузки осуществляется с помощью резистора R_1.

Однопереходные транзисторы имеют стабильное напряжение отпирания, поэтому приведенные схемы дают достаточно точную задержку времени включения (выключения).

Устройство для контроля степени разряда аккумуляторов. Как известно, аккумуляторы в процессе эксплуатации не должны разряжаться ниже некоторого напряжения. Устройство с тиристорами (рис. 23) автоматически отключает нагрузку при уменьшении напря-

жения батарей аккумулятора E до установленного допустимого уровня.

В исходном состоянии тиристоры T_1 и T_2 заперты, и нагрузка $R_н$ отключена от батареи (кнопка $Кн_1$ замкнута, а $Кн_2$ разомкнута). Нагрузка подключается к источнику E при нажатии кнопки $Кн_2$, которая отпирает тиристор T_1. При отпертом тиристоре T_1 конденсатор C_1 заряжается до напряжения, подаваемого на нагрузку. Конденсатор C_2 заряжается до напряжения, величина которого устанавливается резистором R_5. Это напряжение стабилизируется стабили-

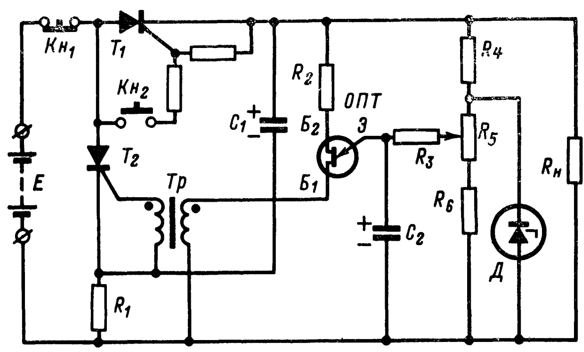


Рис. 23. Автоматический выключатель аккумуляторных батарей.

троном $Д$. Напряжение на конденсаторе C_2 есть напряжение на эмиттере однопереходного транзистора $ОПТ$. В процессе работы напряжение батарей E падает. Соответственно уменьшается и напряжение $U_{Б_1Б_2}$ между базами $ОПТ$, в то же время напряжение на его эмиттере остается неизменным. При некотором напряжении $E_{мин}$ (величина которого определяется заранее установленным напряжением на конденсаторе C_2) отпирается однопереходный транзистор, разряжая конденсатор C_2 через первичную обмотку трансформатора $Тр$. Возникающий при этом импульс тока отпирает тиристор T_2, конденсатор C_1 подключается параллельно тиристору T_1 и запирает его. Нагрузка отключается от батареи. Величина резистора R_1 выбирается так, чтобы ток через T_2 был меньше тока его выключения, поэтому после разряда C_1 тиристор T_2 запирается. Кнопка $Кн_1$ позволяет отключить нагрузку от батареи.

Тепловой защитный выключатель. В устройствах (термостаты, печи и т. д.), содержащих нагревательные элементы, всегда существует опасность перегрева. Простое и надежное защитное устройство (тепловой выключатель) против таких аварий может быть выполнено на тиристорах. Схема теплового выключателя изображена на рис. 24.

Нагревательный элемент $П$ включен в сеть последовательно с выпрямительным мостом $Д_2$—$Д_5$. Нагрузкой моста служит тиристор T_2, который, в свою очередь, управляется маломощным тиристором T_1. Диод $Д_1$ и конденсатор C_1 образуют однополупериодный выпрямитель, служащий для питания тиристора T_1. В исходном (выключенном) состоянии контакты кнопки $Кн$ разомкнуты, а кон-

такты теплового реле P замкнуты. Тиристоры T_1 и T_2 заперты, и ток через нагревательный элемент не проходит. Для включения нагревателя необходимо кратковременно нажать кнопку *Кн*. При этом через управляющие электроды обоих тиристоров пойдет ток, который переключит их в отпертое состояние. Сопротивление резистора R_1 выбирается так, чтобы анодный ток тиристора T_1 был больше тока выключения, поэтому после размыкания контактов *Кн* этот тиристор останется в отпертом состоянии. Анодный ток тиристора T_1 проходит в цепи управляющего электрода тиристора T_2, который, таким образом, остается отпертым в течение всего полупериода напряжения на его аноде. Отпертый тиристор T_2 представляет эффективную на-

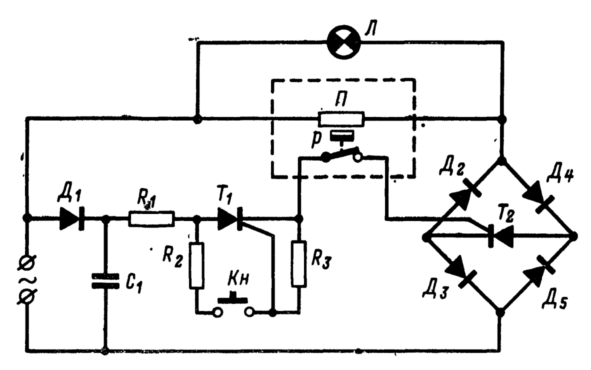


Рис. 24. Тепловой защитный выключатель.

грузку для моста, и через подогревательный элемент протекает номинальный ток. Предположим теперь, что вследствие какой-либо неисправности в системе терморегулирования (на схеме не показана) температура подогревательного элемента достигла критического значения, на которое было отрегулировано реле P. Контакты этого реле разомкнутся, анодный ток тиристора T_1 (а следовательно, и управляющий ток тиристора T_2) станет равным нулю, и тиристор T_2 в конце очередного положительного полупериода анодного напряжения запрется. Ток через подогревательный элемент прекратится. Через некоторое время по мере остывания подогревателя контакты реле P вновь замкнутся, однако оба тиристора останутся запертыми и ток в нагрузке проходить не будет. Для повторного включения нагревания необходимо вновь нажать кнопку *Кн*. Лампа *Л* гаснет при срабатывателе теплового выключателя, сигнализируя о неисправности в системе терморегулирования. Оба тиристора должны иметь прямое напряжение, превышающее амплитуду напряжения сети питания $U_{\text{пр}} \geqslant U_m$. Для тиристора T_2 допустимый средний анодный ток должен быть $I_{\text{пр макс}} \geqslant 0{,}637 I_{m\text{под}}$, где $I_{m\text{под}}$ — амплитуда тока, проходящего через подогревательный элемент. Тиристор T_1 может выбираться на небольшой ток, равный управляющему току тиристора T_2.

Телефонный сигнализатор. Устройство, схема которого показана на рис. 25, подает световой сигнал при каждом телефонном звонке. Индикаторная лампа *Л* загорается от первого звонка и в зависимости от выбранного режима работы горит либо только в течение

действия звонка, либо загорается и остается включенной после вызова, тем самым давая знать абоненту, что кто-то звонил в его отсутствие.

Особенность сигнализатора состоит в том, что он не имеет непосредственной связи с телефонной линией и управляется электромагнитным полем, возникающим при работе телефонного звонка. Когда включается телефонный звонок, в катушке связи L_1, расположенной непосредственно у звонка, индуцируется переменный ток. Этот сигнал усиливается транзистором *ПП*, включенным по схеме

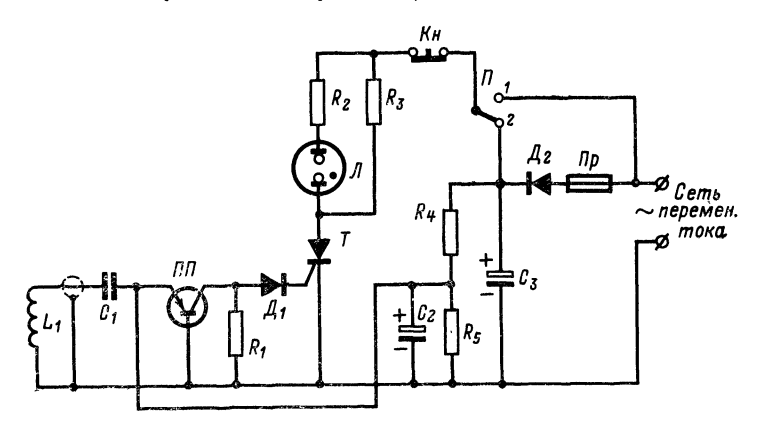


Рис. 25. Сигнализатор телефонных звонков.

с общей базой, и подается на управляющий электрод тиристора *Т*, в анодную цепь которого включена неоновая лампа *Л*. Тиристор отопрется, и неоновая лампа загорится.

Когда переключатель *П* находится в положении *1*, анодная цепь тиристора питается непосредственно от сети переменного тока. При этом тиристор (а следовательно, и лампа *Л*) выключится, как только перестанет звонить телефон. Переключатель *П* в положении *2* подключает тиристор к источнику постоянного напряжения. Сопротивление резистора R_2 выбирается так, чтобы ток горения лампы *Л* был больше тока выключения тиристора. При этом условии тиристор (и лампа *Л*) останется включенным после исчезновения сигнала на управляющем электроде (после окончания звонка). Сигнализатор остается включенным до тех пор, пока не будет нажата кнопка *Кн*.

Диод $Д_2$ и конденсатор C_3 образуют однополупериодный выпрямитель. Транзистор *ПП* питается выпрямленным напряжением, снимаемым с резистора R_5. Шунтирующий резистор $R_3 > R_2$ включается для большей устойчивости работы тиристора.

Стабилизатор постоянного напряжения. Используя тиристор, можно создать простой стабилизатор постоянного напряжения, уступающий, правда, по стабильности сложным транзисторным стабилизаторам, но тем не менее удовлетворительно работающий при значительных колебаниях напряжения сети и сопротивления нагрузки, с которыми приходится часто встречаться в радиолюбительской практике.

Схема такого стабилизированного выпрямителя приведена на рис. 26. Регулирование выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ производится относительно опорного напряжения $U_{\text{оп}}$, снимаемого со стабилитрона $Д_4$. Тиристор T включен таким образом, что между управляющим электродом и катодом действует результирующее напряжение, равное разности $U_{\text{оп}}—u_{\text{вых}}$. Если выходное напряжение (напряжение на конденсаторе C) становится меньше $U_{\text{оп}}$, то тиристор отпирается и конденсатор C подзаряжается. Когда ток заряда конденсатора (анодный ток тиристора) станет меньше тока выключения, тиристор запирается (при этом напряжение между управляющим электродом и катодом будет $U_{\text{оп}}—u_{\text{вых}}\approx 0$) и отключает конденсатор от выпрямителя. Диод $Д_3$ служит для развязки стабилитрона и выходной цепи, а также предотвращает появление отрицательного напряжения

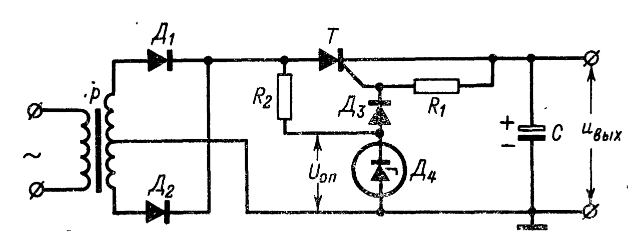


Рис. 26. Стабилизатор постоянного напряжения.

на управляющем электроде тиристора. Емкость конденсатора C желательно выбирать как можно большей (1 000—2 000 *мкф*).

Стабилизатор удобен для питания полупроводниковых схем, где необходимы относительно небольшие напряжения и повышенные токи нагрузки.

Прерыватель для «мигающего» света. В подобных устройствах преимущества тиристоров проявляются в том, что во-первых, тиристоры способны выдерживать большие броски тока в момент включения ламп накаливания и, во-вторых, они могут работать в широком диапазоне токов и напряжений, обеспечивая при этом значительно бо́льшую надежность по сравнению с обычными электромеханическими устройствами.

На рис. 27 показана одна из возможных схем прерывателя для питания ламп накаливания. В ней используется комбинация двух тиристоров и однопереходного транзистора: В таком устройстве весьма просто обеспечить широкий диапазон частоты включения ламп, а также изменения интервалов «включено» «выключено».

Тиристоры T_1 и T_2 проводят ток поочередно и отпираются периодически следующими импульсами, вырабатываемыми релаксационным генератором на однопереходном транзисторе *ОПТ*. Частота переключений определяется постоянной времени $\tau=(R_1+R_2)C_1$ и может регулироваться резистором R_2. В устройстве рис. 27 должна соблюдаться строгая очередность включения тиристоров. Запускающий импульс с резистора R_4 подается одновременно на управляющие электроды обоих запертых тиристоров, однако при этом первым должен включиться тиристор T_1. Достигается это с помощью диода $Д_2$ и резистора R_7. При запертых тиристорах резистор R_7 создает на диоде $Д_2$ обратное смещение, примерно равное U_0, и сле-

довательно, первый пусковой импульс на управляющий электрод тиристора T_2 не попадает. После отпирания тиристора T_1 заряжается конденсатор C_2, а обратное смещение на $Д_2$ резко уменьшается. Следующий пусковой импульс отопрет тиристор T_2. Тиристор T_2 включает лампы $Л_1$—$Л_n$ и с помощью коммутирующего конденсатора C_2 запирает тиристор T_1. На диод $Д_2$ вновь подается обратное смещение. Для надежного запирания T_1 необходимо, чтобы постоянная времени R_6C_2 была значительно больше длительности пусковых импульсов. Очередной пусковой импульс отпирает тиристор T_1, который, в свою очередь, запирает T_2, и лампы $Л_1$—$Л_n$ выключа-

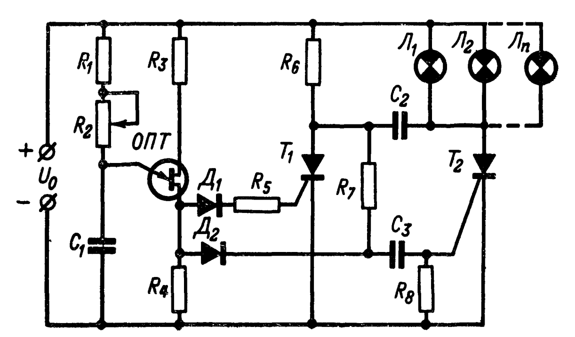


Рис. 27. Прерыватель для «мигающего» света.

ются. Резистор R_5 увеличивает входное сопротивление цепи управляющего электрода тиристора T_1, когда последний находится в отпертом состоянии.

Рассмотренное устройство обеспечивает работу ламп с равными интервалами «включено» и «выключено».

Импульсные генераторы. Генератор (рис. 28,*а*) работает в ждущем режиме. В интервалах между импульсами конденсатор C заряжается до напряжения $U_c \approx U_0$ и затем быстро разряжается через резистор R_2 и тиристор T, когда на последний подается запускающий импульс. После разряда конденсатора тиристор T переключается в запертое состояние, что обеспечивается соответствующим выбором сопротивления резистора $R_1 > U_0/I_{выкл}$. При работе генератора с различными частотами повторения импульсов постоянную времени $\tau = (R_1 + R_2)C$ нужно выбирать такой, чтобы конденсатор C успевал заряжаться в течение самых коротких интервалов между импульсами. Диод $Д$ предотвращает появление на выходе генератора импульсов положительной полярности.

Выходное напряжение $u_{вых}$ представляет собой короткие импульсы отрицательной полярности, а с анода тиристора можно снять напряжение пилообразной формы.

Аналогично работает генератор одиночных импульсов (рис. 28,*б*), который вырабатывает импульс при нажатии кнопки *Кн*, отпирающей тиристор T. Сопротивление анодного резистора R_3 рассчитывается так же, как и для предыдущей схемы, а резистора R_1 — из условия $U_0/R_1 \leqslant I_{у\ макс}$.

Схема генератора рис. 28,*а* используется в тиристорных системах зажигания для двигателей внутреннего сгорания.

На рис. 29,*а* приведена другая схема импульсного генератора на тиристоре. Резисторы R_1 и R_2 для этой схемы выбираются из условий:

$$R_1 \gg R_2;$$

$$\frac{U_0}{R_2} > I_{выкл},$$

$$\frac{U_0}{R_1 + R_2} < I_{выкл},$$

где $I_{выкл}$ — ток выключения тиристора T.

В паузах между импульсами тиристор заперт и напряжение u_1 на конденсаторе C_1 примерно равно нулю. Тиристор отпирается

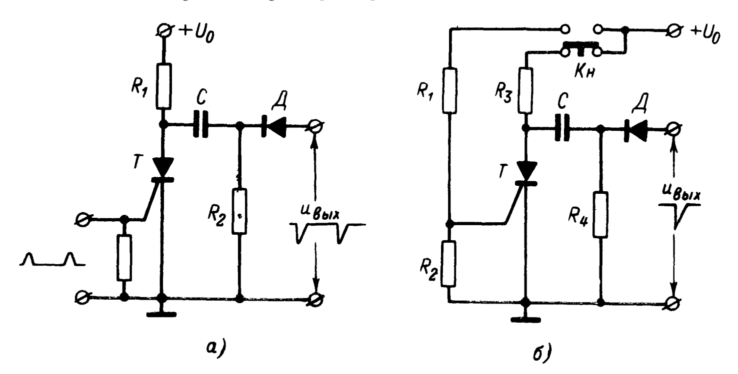


Рис. 28. Генераторы пилообразного напряжения на тиристорах.
а — генератор с внешним запуском; *б* — генератор одиночных импульсов.

запускающим импульсом, и конденсатор C_1 начинает заряжаться. По мере заряда конденсатора ток через тиристор, равный $\frac{U_0 - u_1}{R_2}$, уменьшается, и когда этот ток снизится до величины

$$\frac{U_0 - u_1}{R_2} \leqslant I_{выкл},$$

тиристор запрется. Время τ, в течение которого тиристор остается в проводящем состоянии, можно определить из соотношения

$$\tau \approx R_2 C_1 \ln \frac{U_0}{I_{выкл} R_2}.$$

С резистора R_2 можно снимать импульсы u_2 положительной полярности, форма которых (рис. 29,*б*) соответствует форме тока через тиристор, а амплитуда близка к величине U_0.

Интересна схема тиристорного генератора прямоугольных импульсов (рис. 29,*в*), в которой для запирания тиристора используется последовательный колебательный контур LC.

Работу схемы удобно проследить по графикам рис. 29,*г*. В паузах между импульсами тиристор T заперт, а конденсатор C контура заряжен практически до напряжения U_0. После отпирания тиристора импульсом, длительность которого должна быть меньше

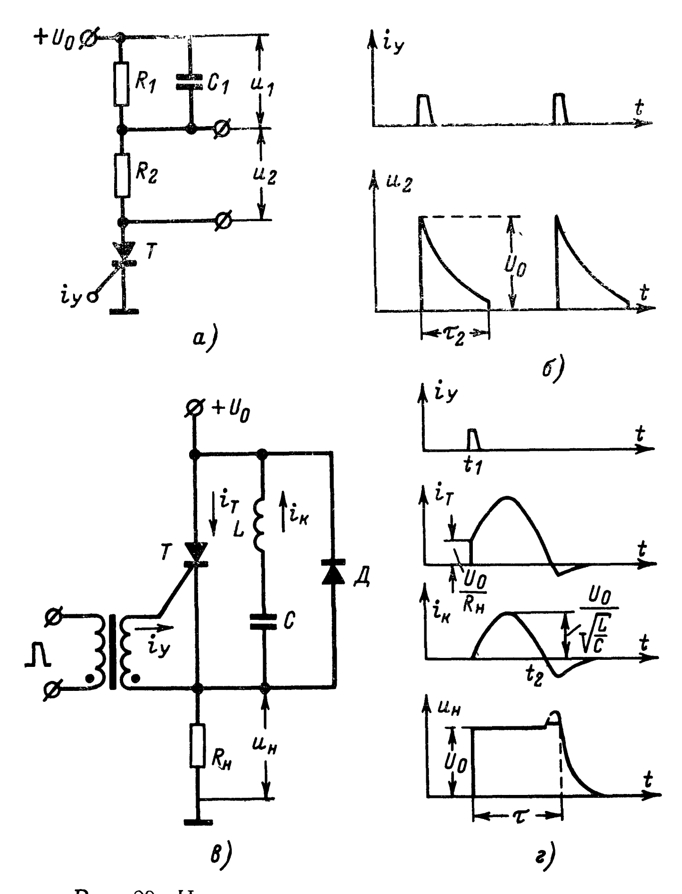


Рис. 29. Импульсные генераторы на тиристорах.

а — схема генератора импульса треугольной формы; *б* — форма выходных импульсов; *в* — схема генератора прямоугольных импульсов; *г* — временные диаграммы генератора прямоугольных импульсов.

длительности генерируемого импульса (момент t_1), через нагрузку $R_н$ начинает проходить ток величиной $U_0/R_н$. Одновременно возникает ток $i_к$ в цепи контур LC — тиристор. Этот ток имеет синусоидальную форму и амплитуду U_0/ρ (где $\rho=\sqrt{L/C}$ — волновое сопротивление контура). Через полпериода собственных колебаний (момент t_2) ток в цепи контур LC — тиристор изменит направление и тиристор запрется. После запирания тиристора резистор $R_н$ ока-

жется включенным последовательно с контуром, и если $R_н/2 \leqslant \rho$, контур LC будет демпфирован и колебательный процесс прекратится. Для надежного запирания тиристора амплитуда синусоидального тока должна по крайней мере в 2 раза превышать ток нагрузки.

Диод $Д$ не является обязательным элементом генератора, однако его включение устраняет положительный выброс в конце импульса $u_н$ (рис. 29,*г*).

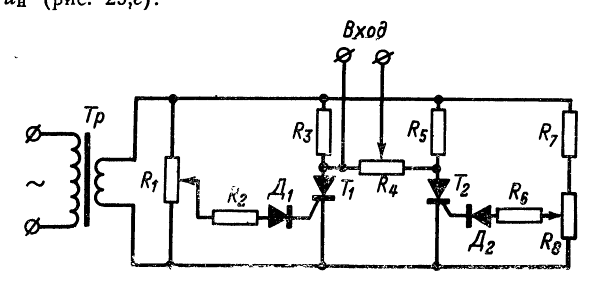


Рис. 30. Генератор импульсов, работающий от сети переменного тока.

Расчет элементов генератора для получения импульсов длительностью τ можно произвести по формулам

$$\sqrt{\frac{L}{C}}=\frac{R_н}{2};\quad L=0{,}09\tau R_н;\quad C=0{,}35\frac{\tau}{R_н}.$$

При таких величинах L и C длительность спада импульса получается около $(0{,}15—0{,}2)\tau$. Длительность фронта импульса определяется тиристором и не превышает 1 *мксек*. Поэтому генератор может работать с частотой повторения, при которой интервал между импульсами примерно равен их длительности.

В импульсном генераторе рис. 30 на двух тиристорах использован метод фазового регулирования. Генератор формирует импульсы, следующие с частотой питающей сети. Импульс начинается, когда отпирается тиристор T_1, и заканчивается в момент отпирания второго тиристора T_2 при положительных полупериодах напряжения на их анодах. Задержка импульса относительно начала положительного полупериода напряжения сети на анодах тиристоров регулируется потенциометром R_1, а длительность импульса — потенциометром R_8. Длительность импульса регулируется примерно от нескольких десятков микросекунд до четырех миллисекунд (при частоте питающей сети 50 *гц*). По форме выходные импульсы представляют собой часть синусоиды. Если необходима повышенная стабильность задержки и длительности импульса, то для запуска тиристоров следует использовать схемы на однопереходных транзисторах или динисторах. Такой генератор может найти применение в схемах синхронизации; для питания генератора удобно использовать понижающий трансформатор *Тр*, имеющий обмотку, рассчитанную на напряжение 5—15 *в*.

По своей схеме тиристорные триггеры аналогичны схеме рис. 20,*б*. Поочередная подача импульсов на управляющие электроды каждого из тиристоров включает запертый тиристор, который, в свою очередь, с помощью коммутирующего конденсатора выклю-

чает отпертый тиристор. Анодные нагрузки обычно выбираются равными между собой и такой величины, чтобы прямой ток через тиристоры был больше тока выключения.

Счетчик импульсов. Схема счетчика рис. 31 выдает световой сигнал после поступления нужного числа импульсов в определенной последовательности. Тиристоры T_1—T_n и индикаторная лампа *Л* соединены последовательно. Для каждого тиристора должно выполняться условие $U_0 < U_{вкл}$. Сопротивления резисторов R_1, R_2... выбираются такими, чтобы ток через тиристоры T_1, T_2, ..., T_n после их отпирания поддерживался больше тока выключения. В анодную цепь каждого тиристора может быть также включена своя индикаторная лампа. Порядок включения тиристоров строго определен. При появлении запускающих импульсов в любом из каналов первым может отпереться только тиристор T_1 импульсом канала *1*. Сопротивление отпертого тиристора T_1 мало, поэтому следующим переключится тиристор T_2 импульсом, появившимся в канале *2*, и т. д. Последний, *n*-й импульс отпирает тиристор T_n и загорается индикаторная лампа *Л*. При пропуске хотя бы одного импульса или несоблюдении последовательности их подачи индикаторная лампа не загорится, так как при выключенном предыдущем тиристоре последующий не может быть включен.

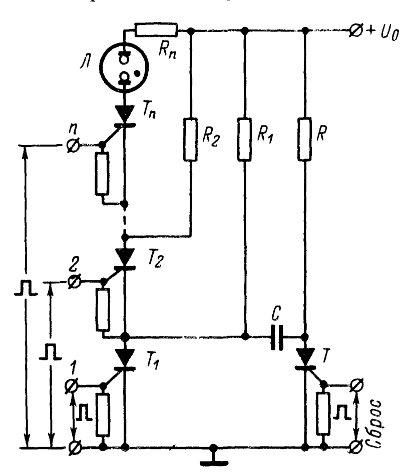


Рис. 31. Счетчик импульсов.

Для приведения устройства в исходное состояние достаточно запереть один из тиристоров, например T_1. На схеме показан способ выключения с помощью тиристора *T* и коммутирующего конденсатора *C*. Емкость коммутирующего конденсатора можно рассчитать по формуле, приведенной на стр. 16, имея при этом в виду, что ток тиристора T_1 представляет собой сумму токов, проходящих через резисторы R_1, R_2, ..., R_n.

Схема строчной развертки. Тиристоры можно использовать в качестве переключающих элементов в схемах строчной развертки телевизоров на электроннолучевых трубках с большими экранами. Подобные схемы позволяют получать бо́льшие по сравнению с транзисторными устройствами отклоняющие токи и потребляют значительно меньшую мощность, чем устройства развертки на электронных лампах. В применяемых в настоящее время ламповых или транзисторных схемах развертки тиристоры не могут использоваться, так как по принципу работы таких схем необходимо полное запирание переключающего элемента при протекании через него большого тока. В схеме строчной развертки с тиристором, показанной на рис. 32,*а*, для запирания последнего используется специальный конденсатор *C*, называемый конденсатором обратного хода развертки.

Рассмотрим работу этой схемы, воспользовавшись графиками рис. 32,*б*.

После включения источника питания (момент t_0) конденсатор C резонансно заряжается через дроссель $L_з$. Пусть к моменту t_1 процесс заряда закончится (напряжение на конденсаторе будет примерно равно $2U_0$). Если в этот момент на тиристор T подать пусковой импульс, то энергия, накопленная в конденсаторе, через трансформатор $Тр$ начнет поступать в отклоняющие катушки строчной

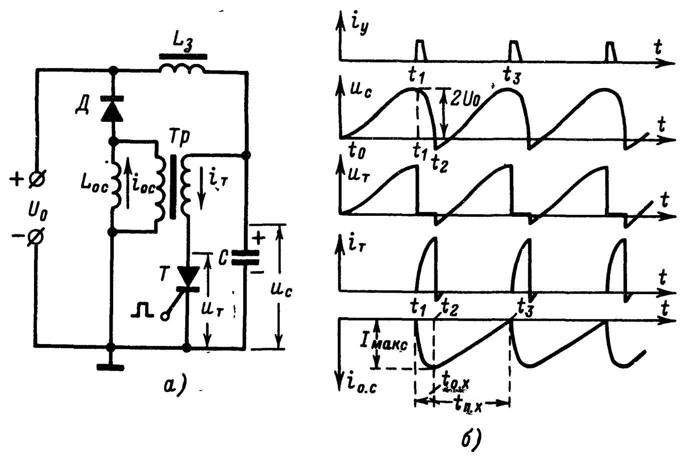


Рис. 32. Выходной каскад строчной развертки.
а — схема; *б* — временные диаграммы.

развертки $L_{о.с}$. Параметры $L_{о с}$, C и трансформатора $Тр$ выбираются так, что процесс в этой цепи носит колебательный характер. Через четверть периода собственных колебаний конденсатор разрядится, тиристор запрется, а ток в катушках достигнет максимального значения (момент t_2). В этот момент на катушке $L_{о.с}$ возникает э. д. с. самоиндукции, которая отпирает демпфирующий диод *Д*. Источник питания U_0 непосредственно соединяется с катушкой $L_{о.с}$, и в цепи $L_{о.с}$—*Д*—U_0 протекает ток $i_{о.с}$, возвращая энергию в источник питания. Этот ток изменяется линейно и используется для создания прямого хода развертки. Момент t_3, когда ток через катушку $L_{о с}$ становится равным нулю, должен совпадать с началом следующего цикла. После запирания тиристора T конденсатор C вновь резонансно заряжается через дроссель $L_з$ (интервал t_2—t_3), и к концу прямого хода напряжение на нем снова будет приблизительно $2U_0$. В момент t_3 на тиристор подается следующий запускающий импульс, и цикл повторяется.

Приближенный расчет схемы развертки, если заданы индуктивность отклоняющих катушек $L_{о.с}$, размах тока в них $I_{макс}$, время прямого $t_{п х}$ и обратного хода $t_{о.х}$, можно произвести по формулам

$$L_з \simeq \frac{4L_{о с}}{\pi^2}; \quad C = \frac{t_{п.х}^2}{4L_{о.с}};$$

$$U_0 = \frac{I_{\text{макс}} L_{\text{о.с}}}{t_{\text{п.х}}}; \quad n = \frac{\pi}{4} \frac{t_{\text{п.х}}}{t_{\text{о.х}}},$$

где n — коэффициент трансформации трансформатора *Тр*.

Преобразователь. Широкое применение находят тиристоры в преобразователях (инверторах) постоянного тока в переменный или в постоянный ток другого напряжения.

Простейшая схема параллельного инвертора, предназначенного для преобразования постоянного тока в переменный, приведена на рис. 33. Нагрузка подключается ко вторичной обмотке трансформатора *Тр*, первичная обмотка которого имеет отвод от средней точки. В исходном состоянии тиристоры T_1 и T_2 заперты, и коммутирующий конденсатор *С* не заряжен. Импульсы запускающего устройства *ЗУ* поочередно отпирают тиристоры T_1 и T_2, которые, в свою очередь, подключают источник постоянного напряжения U_0 к соответствующим половинам первичной обмотки трансформатора *Тр*, создавая в них прямоугольные импульсы тока. На вторичной обмотке трансформатора возникает переменное напряжение прямоугольной формы. При отпирании тиристоров конденсатор *С* заряжается приблизительно до напряжения $2U_0$ вследствие того, что ток, протекающий по одной половине первичной обмотки, наводит во второй половине обмотки э. д. с., примерно равную U_0 (полярность напряжения на конденсаторе, когда, например, отперт тиристор T_1, указана на рис. 33).

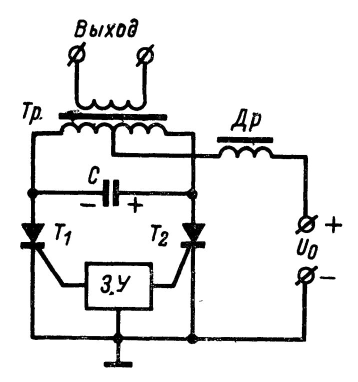


Рис. 33. Преобразователь на тиристорах.

Каждый из тиристоров запирается напряжением, имеющимся на конденсаторе *С*, при отпирании второго тиристора дроссель *Др* предохраняет от короткого замыкания источник питания во время переключения тиристоров.

Коэффициент полезного действия такого преобразователя около 80—90%. Частота выходного переменного напряжения определяется частотой следования запускающих импульсов. Параллельный инвертор обычно используется на частотах примерно до 2 *кгц*. Если на выходе инвертора включить выпрямитель, то такое устройство можно использовать как преобразователь постоянного тока в постоянный ток другого напряжения.

Выпрямитель с регулируемым напряжением. Замена в выпрямительных схемах обычных полупроводниковых диодов тиристорами и использование принципов фазового управления позволяет создать выпрямители с регулируемым выходным напряжением. На рис. 34 показана двухполупериодная выпрямительная схема, в каждое плечо которой включены тиристоры T_1 и T_2. Для сдвига фазы управляющего тока относительно начала положительного полупериода анодного напряжения используется фазосдвигающая цепь R_3C_2. Выходное напряжение регулируется (примерно от нуля до максимума) переменным резистором R_3. При выборе тиристоров для по-

добных схем необходимо учитывать обратное напряжение на них и ток нагрузки. Если нагрузка имеет индуктивный характер, то на выходе выпрямителя включается диод $Д_3$.

Регулятор мощности с фазовым управлением. В цепях переменного тока тиристоры, кроме функций простых выключателей, могут также одновременно выполнять роль регулирующих элементов, которые в широких пределах позволяют изменять мощность, поступающую в нагрузку. В устройствах такого типа используется описанный ранее принцип фазового управления тиристорами. Один из возможных вариантов схемы регулятора с фазовым управлением, которая может быть использована в устройствах для изменения яркости ламп, регулирования числа оборотов электродвигателя и пр., показана на рис. 35. В регуляторе отсутствуют подвижные контакты, а мощность, необходимая для управления, не зависит от мощности нагрузки. Регулятор состоит из выпрямителя $Д_1$—$Д_4$, собранного по мостовой схеме. В диагональ моста включен тиристор T, который управляется динистором $Д_5$.

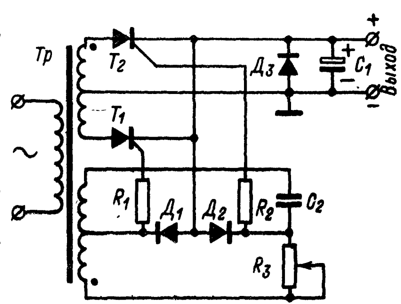


Рис. 34. Выпрямитель с регулируемым выходным напряжением.

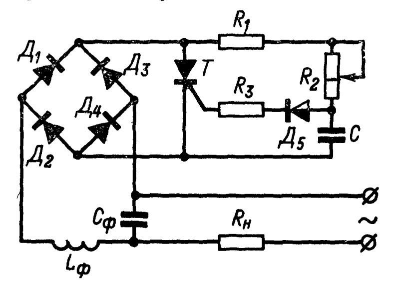


Рис. 35. Регулятор мощности переменного тока.

Переменное напряжение источника питания выпрямительным мостом преобразуется в пульсирующее напряжение, имеющее форму полусинусоид. Это напряжение прикладывается к аноду тиристора T, а на динистор $Д_5$ подается напряжение с конденсатора C, сдвинутое по фазе относительно начала полупериода напряжения на аноде тиристора.

В начале каждого полупериода напряжение на конденсаторе C равно нулю. По мере увеличения выпрямленного напряжения от нуля до максимального значения конденсатор C заряжается через резисторы R_1 и R_2. Когда напряжение на конденсаторе достигнет напряжения включения динистора $Д_5$, последний отопрется, а вместе с ним отопрется и тиристор T. При отпирании тиристора напряжение на его аноде, а следовательно, и на цепочке R_1R_2C падает до величины $U_{ост}$, и динистор $Д_5$ запирается. Тиристор будет оставаться отпертым в течение оставшейся части полупериода. Отпертый тиристор представляет эффективную нагрузку для выпрямительного моста. При этом ток в цепи, питающей выпрямитель, возрастает, увеличивая тем самым мощность в нагрузке.

В конце полупериода, когда ток через тиристор становится меньше тока выключения, тиристор запирается, а при следующем полупериоде процесс повторяется.

С помощью резистора R_2 момент отпирания динистора (а значит, и тиристора) можно изменять в течение полупериода в широких пределах. Чем меньше суммарное сопротивление резисторов R_1 и R_2, тем быстрее напряжение на конденсаторе C достигает напряжения включения динистора и тем бóльшую часть полупериода будет отперт тиристор. Таким образом, изменяя сопротивление резистора R_2, можно плавно регулировать мощность, поступающую в нагрузку от источника переменного тока, почти от нуля до максимального значения. Описанное устройство весьма эффективно, так как тиристор либо отперт, либо полностью заперт, и поэтому потери мощности в нем невелики.

Элементы $L_ф C_ф$ образуют фильтр, который препятствует проникновению в сеть питания высокочастотных гармоник, возникающих при переключении тиристора из запертого в отпертое состояние.

Приложение 1

Электрические параметры динисторов КН102А-КН102И*

Тип	КН102А	КН102Б	КН102В	КН102Г	КН102Д	КН102Ж	КН102И
Наибольшее прямое напряжение, *в*	5	7	10	14	20	30	50
Амплитуда пускового импульса, не менее, *в*	20	28	40	56	80	120	150
Амплитуда импульса, помехи, не более, *в*	2	3	4	5	8	12	15

* Все динисторы этого типа имеют следующие параметры:

Ток включения . . . . Не более 5 *ма*
Ток выключения (при температуре —40° С) . . . . „ „ 15 *ма*
Ток утечки (при температуре 20° С) . . . . „ „ 0,1 *ма*
Остаточное напряжение . . . . „ „ 1,5 *в*
Наибольшее обратное напряжение . . . . 10 *в*
Ток утечки в обратном направлении . . . . Не более 0,5 *ма*
Наибольший прямой постоянный ток . . . . 200 *ма*
Наибольший прямой импульсный ток (при среднем токе не более 200 *ма*) при длительности импульса:
не более 10 *мсек* . . . . 2 *а*
не более 10 *мксек* . . . . 10 *а*
Время включения . . . . Не более 0,5 *мксек*
Время выключения . . . . „ „ 40 *мксек*
Длительность пускового импульса . . . . „ „ 2 *мксек*
Долговечность . . . . Не менее 5 000 *ч*

Приложение 2

Электрические параметры тиристоров КУ101А—КУ101Е*

Тип	Наибольшее прямое напряжение, *в*	Наибольшее обратное напряжение, *в*	Тип	Наибольшее прямое напряжение, *в*	Наибольшее обратное напряжение, *в*
КУ101А	50	10	КУ101Г	80	80
КУ101Б	50	50	КУ101Е	150	150

* Для всех тиристоров этого типа:

Ток спрямления[1] . . . . 0,05—7,5 *ма*
Напряжение спрямления . . . . 0,25—10 *в*
Ток утечки в прямом и обратном направлениях (при температуре 20° С) . . . . Не более 0,3 *ма*

Ток выключения[1] . . . . 0,5—25 *ма*
Остаточное напряжение . . . . Не более 2,5 *в*
Наибольший прямой ток:
постоянный (или средний) . . . . 75 *ма*
в импульсе[2] . . . . 1 *а*
Наибольший постоянный ток управляющего электрода . . . 15 *ма*
Обратное напряжение на управляющем электроде . . . . . Не более 2 *в*
Наибольшая импульсная мощность в цепи управления (при длительности импульсов до 10 *мксек*) и средней мощности не более 25 *мвт* . . . . 0,5 *вт*
Наибольшая рассеиваемая мощность[3] . . . . 0,15 *вт*
Время включения . . . . Не более 2 *мксек*
Время выключения . . . . „ „ 35 *мксек*
Долговечность . . . . Не менее 5 000 *ч*

[1] При температуре окружающей среды от —55 до +85° С.
[2] При длительности импульса не более 10 *мксек* и среднем токе, не превышающем 5 *ма*.
[3] При температуре окружающей среды до 50° С.

Приложение 3

Электрические параметры тиристоров КУ201А—КУ201Л*

Тип	Наибольшее прямое напряжение, *в*	Наибольшее обратное напряжение, *в*
КУ201А	25	—
КУ201Б	25	25
КУ201В	50	—
КУ201Г	50	50
КУ201Д	100	—
КУ201Е	100	100
КУ201Ж	200	—
КУ201И	200	200
КУ201К	300	—
КУ201Л	300	300

* Для тиристоров этого типа:
Ток утечки (в прямом и обратном направлениях)[1] . . . . . Не более 5 *ма*
Ток спрямления . . . . „ „ 100 *ма*
Напряжение спрямления . . . . „ „ 7 *в*
Ток выключения . . . . „ „ 100 *ма*
Остаточное напряжение (при токе 2 *а*) . . . . „ „ 2,5 *в*
Наибольший прямой ток:
постоянный (или средний) . . . . 2 *а*
в импульсе[2] . . . . 10 *а*
Наибольшее напряжение на управляющем электроде . . . 10 *в*
Наибольшая амплитуда импульса тока управляющего электрода[3] . . . . 350 *ма*
Наибольшая импульсная мощность в цепи управляющего электрода . . . . 1 *вт*
Наибольшая рассеиваемая мощность[4] . . . . 4 *вт*
Время включения . . . . Не более 10 *мксек*
Время выключения . . . . „ „ 35 *мксек*
Долговечность . . . . Не менее 5 000 *ч*

[1] При прямом и обратном напряжениях на 20% выше номинальных значений.
[2] При длительности импульса не более 10 *мксек* и среднем токе до 1 *а*. При импульсах длительностью до 50 *мксек* с частотой не более 50 *гц* допускается амплитуда тока до 30 *а*.
[3] При длительности импульса не более 50 *мксек*.
[4] При температуре корпуса до 50° С.

Приложение 4

Электрические параметры тиристоров КУ202А—КУ202Н*

Тип	Наибольшее прямое напряжение, *в*	Наибольшее обратное напряжение, *в*
КУ202А	25	—
КУ202Б	25	25
КУ202В	50	—
КУ202Г	50	50
КУ202Д	100	—
КУ202Е	100	100
КУ202Ж	200	—
КУ202И	200	200
КУ202К	300	—
КУ202Л	300	300
КУ202М	400	—
КУ202Н	400	400

* Для тиристоров этого типа:

Ток утечки (в прямом и обратном направлениях)[1] . . . . . Не более 10 *ма*
Ток спрямления . . . . „ „ 100 *ма*
Напряжение спрямления . . . . „ „ 5 *в*
Ток выключения . . . . „ „ 300 *ма*
Остаточное напряжение (при токе 10 *а*) . . . . „ „ 2 *в*
Наибольший прямой ток:
постоянный (или средний) . . . . 10 *а*
в импульсе[2] . . . . 30 *а*
Наибольшее напряжение на управляющем электроде . . . 10 *в*
Наибольшая амплитуда импульса тока управляющего электрода[3] . . . . 500 *ма*
Наибольшая импульсная мощность в цепи управляющего электрода . . . . 1,5 *вт*
Наибольшая рассеиваемая мощность:
при температуре корпуса до +50° С . . . . 20 *вт*
при температуре корпуса до +70° С . . . . 10 *вт*
Время включения . . . . Не более 10 *мксек*
Время выключения . . . . „ „ 150 *мксек*
Долговечность . . . . Не менее 5 000 *ч*

[1] При прямом и обратном напряжениях на 20% выше номинальных значений.
[2] При длительности импульса не более 10 *мсек* и среднем токе до 5 *а*. При импульсах длительностью до 50 *мксек* с частотой не более 50 *гц* допускается амплитуда тока до 50 *а*
[3] При длительности импульса не более 50 *мксек*.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Цена 14 коп.